

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

MODUL DIAGNOSTIKY RADAROVÉ ANTÉNY

RADAR ANTENNA DIAGNOSTIC MODULE

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Petr Pacner

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Michal Kubíček, Ph.D.

BRNO 2019

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**

Ústav radioelektroniky

Student: Petr Pacner

ID: 195406

Ročník: 3

Akademický rok: 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

Modul diagnostiky radarové antény

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte metody aktivní detekce poruch v RF cestě mezi přijímačem a anténou, zaměřte se na možnost lokalizace poruch. Vyberte metodu vhodnou pro realizaci modulu, který bude v budoucnu součástí radarových systémů. S využitím laboratorních přístrojů ověřte vlastnosti vybrané metody na vedeních, které budou simulovat vybrané provozní poruchy.

Realizujte měřicí systém s využitím vhodné platformy. Při výběru cílové platformy berte v potaz jak technické, tak ekonomické požadavky. Měřením na reálných vedeních ověřte vlastnosti realizované aparatury, zejména přesnost z hlediska vzdálenosti.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] YIP, Peter. High-Frequency Circuit Design and Measurements. Dordrecht: [Springer], 2013.

[2] TREBBELS, Dennis. Broadband Measurement Techniques for Impedance Spectroscopy- and Time Domain Reflectometry Applications. Göttingen: [Cuvillier Verlag], 2013.

Termín zadání: 4.2.2019

Termín odevzdání: 23.5.2019

Vedoucí práce: Ing. Michal Kubiček, Ph.D.

Konzultant:

prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Poruchy, jako je zkrat nebo rozpojení, na elektrických vedeních mohou často ohrozit funkčnost celé aplikace. Tato práce se proto zabývá návrhem konceptu modulu pro identifikaci těchto poruch na koaxiálním vedení mezi přijímačem a anténou v radarových systémech, přičemž se zaměřuje na jejich lokalizaci. Cílem je z dostupných metodik vybrat vhodný způsob analýzy takových chyb a vytvořit demonstrační realizaci modulu, která bude sloužit k dalšímu vývoji.

Obsahem je teorie týkající se základního rozdělení poruch vedení a principů často využívaných detekčních metod včetně uvedení jejich některých parametrů, výhod a úskalí, což je základem pro výběr metody. Vybraná metoda je analyzována pomocí simulací a na laboratorních přístrojích ovládaných počítačovými skripty. Na závěr je implementována na vývojovou platformu, na níž je provedeno měření vzorku vedení

KLÍČOVÁ SLOVA

Reflektometrie, koaxiální kabel, elektrické vedení, anténa, korelace, m-sekvence, BIT, PRBS, LFSR, TDR, FDR, STDR, FPGA

ABSTRACT

Faults like open and short circuit in electrical wirings pose a significant threat on functionality of the whole application. This thesis describes conceptual design of a fault identification module for coaxial cables between transmitter and antenna in radar systems, and focuses on faults localization. The main goal is to select from existing a suitable method for such faults analysis and create a demonstration module serving as a basis for further development.

This contains theory regarding basic classification of wiring faults and principles of frequently used detection methods including some of their parameters, advantages and disadvantages which altogether build a foundation for method selection. The chosen method is analyzed by simulations and further on laboratory equipment controlled by a set of computer applications. In the end the chosen method is implemented on a development kit, which is then used for measurements of wire sample.

KEYWORDS

Reflectometry, Coaxial Cable, Electrical Wiring, Antenna, Correlation, BIT, PRBS, LFSR, TDR, FDR, STDR, FPGA

PACNER, Petr. *Modul diagnostiky radarové antény*. Brno, 2019, 53 s. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce: Ing. Michal Kubiček, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Modul diagnostiky radarové antény“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu semestrální práce panu Ing. Michalu Kubíčkoví, Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy a připomínky k práci. Dále jsem velmi vděčen za podporu, kterou mi poskytla firma ERA a.s., v jejíž spolupráci byla práce vedena, a jejím zaměstnancům, zejména Ing. Radku Baladovi za velice přínosné rady a návrhy.

Brno

.....

podpis autora

Obsah

1	Úvod	9
2	Poruchy vedení	11
2.1	Základní dělení	11
3	Detekční metody	12
3.1	Časová reflektometrie	13
3.1.1	Sekvenční a s rozprostřeným spektrem	15
3.2	Frekvenční reflektometrie	16
3.2.1	S fázovou detekcí	17
3.2.2	Se směřováním signálu	18
3.2.3	S více nosnými	19
3.3	Ostatní metody	21
4	Výběr detekční metody	22
4.1	Kritéria zařízení	22
4.2	Srovnání metod	23
4.3	Zhodnocení	24
5	Analýza metody STDR	25
5.1	Pseudonáhodné posloupnosti	25
5.1.1	Autokorelační vlastnosti	26
5.2	Simulace	27
5.2.1	Charakter odezev	30
5.2.2	Porovnání metod TDR a STDR	32
5.2.3	Tvar korelační špičky	34
5.2.4	Odchylka měření a interpolace	35
5.3	Reálný model	37
5.3.1	Laboratorní soustava	37
5.3.2	Měření	39
5.4	Zhodnocení	41

6	Realizace diagnostického modulu	43
6.1	Hardwarová platforma	43
6.2	Implementace	44
6.2.1	Digitální design	44
6.2.2	Modulový ovladač	45
6.2.3	Konzolová aplikace	45
6.3	Měření	47
7	Závěr	49
7.1	Výsledky	49
7.2	Návrhy k dalšímu vývoji	49
	Literatura	50
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	53

Seznam obrázků

1.1	Realizace měřicího modulu	10
3.1	Blokové schéma TDR	13
3.2	Odezvy impulzní TDR v závislosti na zakončovací impedanci	14
3.3	Blokové schéma STDR	15
3.4	Blokové schéma PD-FDR	17
3.5	Blokové schéma MSR	19
3.6	Blokové schéma MCR	20
5.1	Autokorelační funkce PRBS	26
5.2	Blokové schéma generátoru referenční sekvence	27
5.3	Blokové schéma simulace	27
5.4	Frekvenční závislost útlumu kabelu RG316	28
5.5	Parametry S11 testovací FM antény	29
5.6	Simulace charakteru základních odrazů na vedení	31
5.7	Šumová závislost metody TDR v porovnání s STDR pro SNR 3 dB	32
5.8	Šumová závislost metody TDR v porovnání s STDR pro SNR -3 dB	33
5.9	Tvar ideální a filtrovaných korelačních špiček	34
5.10	Tvar korelační špičky v závislosti na její pozici	35
5.11	Závislost odchylky měření na vzorkovacím kmitočtu bez aditivního šumu pro faktor převzorkování 20	36
5.12	Blokové schéma zapojení laboratorní měřicí aparatury	38
5.13	Laboratorní soustava pro testování metody STDR	38
5.14	Měření odrazu od zkratu a rozpojení pomocí STDR	39
5.15	Měření odrazu od antény pomocí STDR	40
6.1	Blokové schéma implementace na FPGA včetně připojení k anténě	43
6.2	Vzhled konzolové aplikace pro ovládání diagnostického modulu . .	46
6.3	Měření koaxiálního kabelu s implementovaným modulem	47
6.4	Měřicí aparatura s implementovaným modulem	48

1 Úvod

Posun v technologiích návrhu systémů vede ke zvyšování jejich complexity. To je často příčinou zvýšení nespolehlivosti a výskytu chyb během provozu. Nesprávná funkce zařízení může mít až fatální následky. Užití metod pro detekci a identifikaci poruch (FDI - Fault Detection Isolation) má tak výrazný vliv na cenu, bezpečnost, kvalitu a ekologickou stopu systému. V posledních několika desetiletích se výzkum zaměřil na vývoj těchto metod zejména kvůli oblastem jako jsou letecký, automobilový, chemický, energetický, zbrojní a vesmírný průmysl. V systémech jsou implementovány tzv. vestavěné zkoušky (BIT - Build-in Test), využívající metody detekce k řešení provozních závad. S vývojem nových snímacích zařízení a signálových procesorů vznikají sofistikovanější techniky pro jejich přesnější zobrazení, zjišťování a identifikaci [1].

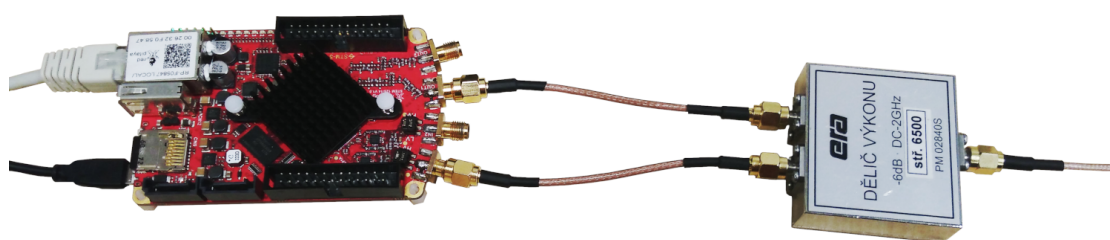
Jednou z příčin vzniklých chyb v systému jsou poruchy elektroinstalace. Tedy závady v rozvodech napětí mezi systémovými bloky nebo v různých signálových, datových a komunikačních spojích (sběrnice, anténní vedení). K poruše může dojít vlivem proměnlivých klimatických podmínek, nebo v blízkosti zdrojů mechanického chvění a kmitání, což způsobí například degradaci izolace vodičů, průnik vlhkosti do vedení nebo náhodnou interakci mezi neizolovanými kabely a mnoho dalších problémů. To může iniciovat třeba požár nebo vést k jiným destruktivním následkům [2]. Některé aplikace tak vyžadují pravidelnou kontrolu vodičů zejména kvůli bezpečnosti, což je v dnešní době obtížné, obzvláště když se jedná o rozsáhlé systémy s velkým množstvím kabeláže. Automatizované techniky detekce jsou proto v těchto aplikacích velmi žádané. Navíc vybrané moderní systémy dnes již dokáží určité problémy detekovat před jejich vznikem. Uživatel se tak může připravit na případné riziko nebo jej ihned eliminovat.

Lokalizování chyb na vedení v radarových systémech mezi přijímačem a anténou se stalo jedním z požadavků na základě zkušeností s jejich laděním v terénu. Často bylo nutné například ověřit správnost instalace bez dostupných laboratorních přístrojů. Naopak u radarů, které nejsou mobilní, je část elektroinstalace umístěna v budově, tudíž je hůře dostupná, a část ve venkovních prostorech, kde je vystavena klimatickým změnám. Informace o poloze chyby tak může velice urychlit opravu. Při výskytu jakékoliv poruchy je nutné vyslat servisního technika. Jeho výjezd je u menších defektů, jako je poškozené vedení, nákladnější než samotná

oprava daného systému. Proto je snaha o vytvoření vestavěných zkoušek hlásících uživateli tyto chyby vedení, který tak bude mít možnost opravu provést sám.

Tato práce slouží jako první iterace ve vývoji diagnostického modulu, který by měl v budoucnu pomoci při analyzování vzniklých poruch a umožňovat jejich pravidelnou kontrolu. Klade si za cíl pro tento účel nalézt vhodnou metodu, která nebude příliš náročná a nákladná na implementaci a bude poskytovat dostatečnou lokalizační přesnost. Součástí je praktická realizace sloužící k dalšímu vývoji nikoliv k zabudování do radarového systému jako finální produkt.

Struktura práce je rozdělena do čtyř sekcí. První z nich je věnována poruchám na vedení. Zabývá se jejich základním dělením podle obtížnosti detekce. Následuje část zahrnující dvě kapitoly týkající se detekčních technik a výběru vhodné metody podle teoretických údajů z literatury a požadovaných parametrů. Na tuto část navazuje rozsáhlá kapitola analyzující vybranou metodu pomocí odpovídajících simulací a testů na laboratorních přístrojích s pomocí počítačových skriptů zpracovávajících měřená data, včetně základní teorie pseudonáhodných posloupností. Poslední sekce je zaměřena na praktickou realizaci, kde je metoda implementována na zvolené vývojové platformě. S tou je provedeno závěrečné měření na vzorku vedení pro různá zakončení.



Obr. 1.1: Realizace měřicího modulu

2 Poruchy vedení

I přes snahu ochránit vedení před vnějšími vlivy, jeho poškození je stále zdrojem častých defektů. Příčinou může být jeho zlomení nebo vznik vlhkosti pod izolací vedoucí tak k jeho trvalé degradaci. Chyby se mohou vyskytnout také v místech konektorů, které byly uvolněny v důsledku vibrací nebo jejich změnou parametrů související s korozí. Okolí však nemusí být jediným faktorem ovlivňujícím stav vodičů. Jedná se například o poruchy, které nebyly detekovány při výrobě kabelu nebo bylo příčinou stárnutí izolace vlivem UV záření, jež způsobilo její popraskání [3].

2.1 Základní dělení

Nejčastěji se vyskytující poruchy jsou zkrat a rozpojení. Nazývají se též jako takzvané těžké poruchy (angl. hard faults), jež jsou charakteristické tím, že zabráňují projití kterémukoliv signálu. Ty tvoří první ze dvou skupin defektů na vedení. V zásadě jsou jednodušší k detekci a lokalizaci, neboť jsou charakterizované velkým činitelem odrazu $\llbracket \leftrightarrow 3. \rrbracket$ [5]. Zbývající druhá skupina je označována jako lehké poruchy (angl. soft faults), které jsou od předchozí skupiny velice odlišné a vyžadují vyšší nároky na jejich detekci. Důvodem jsou nepříliš zřetelné odrazy, které nejsou rozlišitelné z důvodu rušení okolním šumem [4]. Jestliže není porucha považována za těžkou, tak spadá do skupiny lehkých poruch. Příkladem může být poškozená izolace, roztřepený kabel atd.

Dvě výše uvedené skupiny poruch (těžké a lehké) jsou v zásadě trvalé. To znamená, že samy nezaniknou. K jejich odstranění je tedy nutné danou část vedení opravit nebo vyměnit. Ovšem mohou se vyskytnout také chyby, které jsou nesouvislé, tudíž se objeví pouze na velmi krátkou dobu (například v řádech milisekund) a opět zmizí vlivem vibrací nebo dalších faktorů. Takové chyby můžeme zaznamenat třeba u letadel, kde jsou vodiče vystaveny vibracím a dalším vlivům. Jejich detekce je proto velice obtížná [6].

3 Detekční metody

V předchozí kapitole [↔2.] byly představeny skupiny poruch kabelů s uvedením jejich příčin. Ty mohou vést ke kolapsu systémů. Je proto vhodné použít odpovídající diagnostická zařízení postavená na metodách k jejich sledování. Tato část je zaměřena zejména na reflektometrické metody z důvodu jejich spolehlivosti a přesnosti v lokalizování poruch a tudíž také častému využití v praxi.

Princip reflektometrie je postaven na odrazu vln od rozhraní nebo materiálu. Z hlediska vedení je sledován odraz elektromagnetické vlny od rozhraní dvou impedančně nepřizpůsobených prostředí. Velikost odraženého signálu definuje činitel odrazu Γ_L podle vztahu (3.1), kde Z_L odpovídá hodnotě impedance zátěže (diskontinuity) a Z_0 je charakteristickou impedancí vedení. Oborem hodnot je interval od -1 do 1. Pokud je činitel odrazu roven 1, vedení má otevřený konec ($Z_L = \infty$). V opačném případě, kdy je zakončením zkrat ($Z_L = 0$), je činitel odrazu -1. Čas mezi vysláním budícího pulzu a jeho přijmutím udává vzdálenost k poruše, zatímco velikost činitele odrazu vypovídá o jejím typu.

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.1)$$

Pomocí reflektometrie je možné snadno kontrolovat přítomnost těžkých poruch [↔2.1.], což odpovídá impedancím vyšším jak 20% charakteristické impedance. To neplatí pro lehké poruchy, kde může být signál tak utlumen, že bude menší než odchylka měření [7].

Následující části této kapitoly jsou věnovány běžně využívaným detekčním metodám. První dvě se zabývají reflektometrickými metodami rozdělenými podle způsobu práce se signálem. Další existující metody jsou stručně charakterizovány v podkapitole ostatní metody.

Literatura je v oblasti metod detekce poměrně nekonzistentní z hlediska jejich názvů a zkoumaných parametrů, což komplikovalo výběr metody [↔4.]. U každé z nich byla proto snaha popsat její princip a zmínit některé základní vlastnosti (maximální a minimální detekovatelnou vzdálenost poruchy, přesnost, možnost využití na vedení s probíhající komunikací, odolnost proti rušení, požadavky na sestavu atd.), pokud byly dostupné. Případně jsou uvedeny výsledky měření s konkrétní konfigurací v literatuře.

3.1 Časová reflektometrie

Měření hodnoty činitele odrazu na jedné diskrétní frekvenci neposkytuje žádnou informaci o místě, kde se daná diskontinuita nachází. Pro lokalizaci proto můžeme použít analýzu a měření pomocí časové reflektometrie (TDR-Time Domain Reflectometry). Ta spočívá ve vyslání signálu ve tvaru jednotkového skoku nebo impulzu $f(t)$ do vedení a čekání na jeho odezvu. Na základě charakteru odraženého signálu je určeno místo a typ diskontinuity.

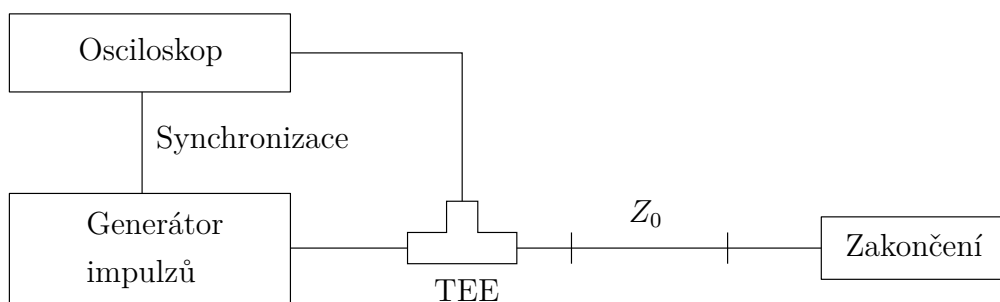
$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \Gamma(f)F(f)e^{j2\pi ft}df \quad (3.2)$$

Odraženou vlnu $f_r(t)$ popisuje vzorec (3.2), kde $\Gamma(f)$ je činitel odrazu. Zřetelný odraz signálu od místa se změnou impedance je závislý na šířce frekvenčního pásma [8] vyslaného impulzu $f(t)$. Tu je možné ovlivnit strmostí jeho hran, což plyne z Fourierovy transformace popsané vztahem (3.3).

$$F(f) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j2\pi ft}dt \quad (3.3)$$

Signál v časové doméně $f(t)$ je tak svázaný s jeho frekvenčním spektrem. Pro velkou šířku pásma je tak nutné vygenerovat signál s velkou strmostí hran. S tím rostou nároky na systém, jenž musí pracovat s větší šířkou pásma.

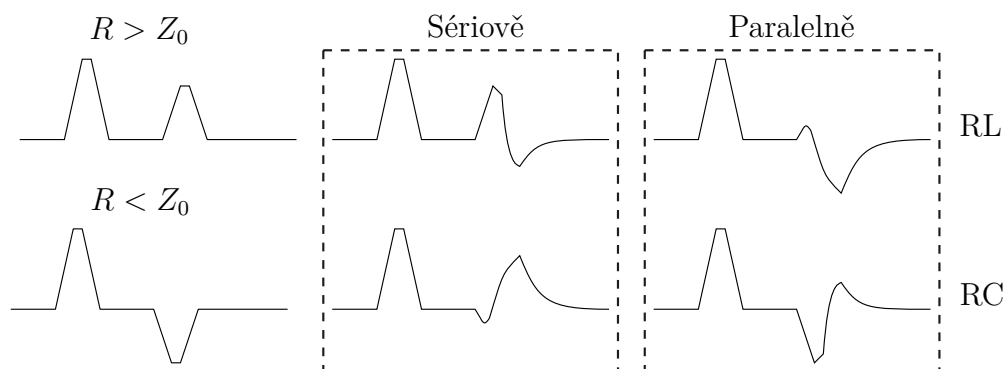
Frekvenčně závislé impedance nebo vedení chovající se disperzně mohou způsobit zkreslení původního signálu. Toto může vést k nezaznamenání odrazu (hodnota výsledku (3.2) se tak pohybuje v blízkosti nuly) nebo jeho chybné interpretaci.



Obr. 3.1: Blokové schéma TDR

Základní zapojení měřicí soustavy pro metodu TDR je uvedeno na Obr. 3.1. V literatuře je možné nalézt i různá modifikovaná propojení generátoru pulzů, osciloskopu (vzorkovače) a elektrického vedení se zakončovací impedancí, která metodě zlepšují odolnost proti šumu, nebo přesnost [9]. Jedná se však o komplikovanější struktury.

Charakter neznámé impedance lze analyzovat na základě změřených odezev a tabulek teoretických průběhů základních odezev při různých zakončeních vedení. Na Obr. 3.2 jsou zobrazeny základní odezvy na jednotkový impulz pro reálnou (první dva průběhy bez ohraničení) a komplexní impedanci složenou z odporu R a kapacity C nebo indukčnosti L v sériovém nebo paralelním zapojení. Popisky vpravo určují kombinaci prvků a rámečky zvýrazňují stejný typ propojení (sériové a paralelní).



Obr. 3.2: Odezvy impulzní TDR v závislosti na zakončovací impedanci

Metoda TDR vyžaduje generátor umožňující generování impulzu nebo jednotkového skoku se strmou hranou (v řádech stovek pikosekund) a klade tak vysoké nároky na přijímací část měřicí soustavy. V důsledku toho je také velmi drahá [7]. Snížením těchto nároků se zhoršují výsledky měření. Ovšem ty lze zlepšit aplikací průměrování nebo autokorelací.

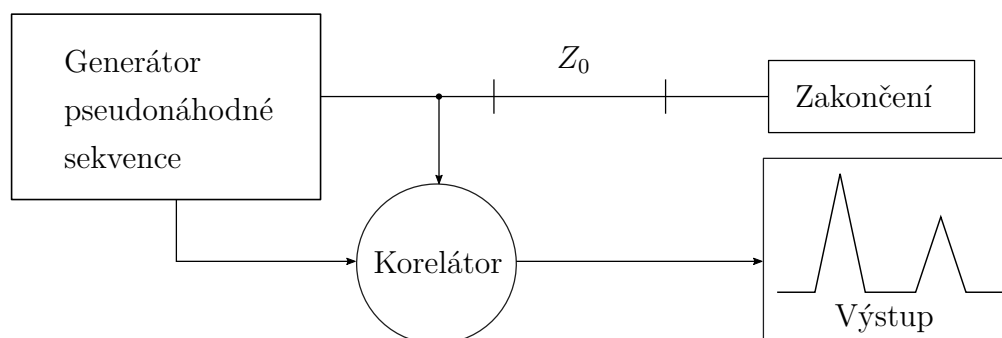
Minimální detekovatelnou délku udává šířka impulzu a její dosah závisí na úrovni šumu a útlumu vedení. Přesnost měření metody je dána homogenitou měřeného vedení, neboť vlna se jím nešíří po celou dobu rovnoměrnou rychlostí, ale mění se vlivem drobných nehomogenit ve vodiči. To platí pro všechny reflektometrické metody.

Využití na kabelech s probíhajícím datovým přenosem je limitovaný. Pokud dané

vedení pouze přenáší signál s nízkým kmitočtem (například 400 Hz napájecí napětí), je možné TDR použít. S tímto je spojena náchylnost metody na šum. Pokud se na testovaném vedení objeví signál o stejné velikosti nebo dokonce přesahující vyslaný testovací impuls, nebude metoda podávat validní data. Použití metody v komplexních strukturách s více větvemi je možné, neboť každý přechod se na příchozím signálu projeví. Pokud však struktura není na počátku známá, nelze ji na základě odezvy extrahovat [7].

3.1.1 Sekvenční a s rozprostřeným spektrem

Princip těchto metod, sekvenční časové reflektometrie v literatuře označované jako STDR a reflektometrie s rozprostřeným spektrem SSTDR, je totožný s impulzní časovou reflektometrií. Pouze místo jednoho pulzu je vysílán signál s rozprostřeným spektrem. Odražený signál je po příjmu zkorelován s obrazem vyslaného signálu. Umístění špiček ve vzniklé korelační funkci s uvažováním rychlosti šíření vlny na vedení indikuje vzdálenost k diskontinuitě [10].



Obr. 3.3: Blokové schéma STDR

Schéma zapojení soustavy pro STDR je na Obr. 3.3. Oproti metodě TDR obsahuje navíc korelátor. Jako signál s rozprostřeným spektrem jsou využity pseudonáhodné sekvence, jež se vyznačují velmi dobrými korelačními vlastnostmi [↔5.1.]. Lze aplikovat různé druhy sekvencí [10], které mají v korelaci jiný tvar korelačních špiček. Ten závisí také na její délce, bitové rychlosti a amplitudě. U metody SSTDR jsou tyto sekvence navíc modulovány harmonickým signálem.

STDR a SSTDR mají několik výhod oproti ostatním reflektometrickým metodám. Můžou být použity na komunikačních vedeních, neboť jsou velice odolné proti

rušení. Zároveň je možné sekvenci vysílat s velice nízkou úrovní amplitudy, aby nebyl rušen probíhající přenos.

Metodami lze také zaznamenat stav vedení pro případ, kdy je nepoškozené, a porovnávat jej s nově naměřenými daty. Jsou vhodné pro použití v rozvětvených strukturách vodičů, ovšem se stejnou limitací jako TDR. Přesnost metod je dána vzdáleností dvou nejbližších vzorků v korelační funkci. Ta je kontrolována vzorkovací frekvencí pro odražený signál. Chyba měření se tak dá kvantifikovat podle vzorce (3.4).

$$L = v \cdot \frac{T_{vz}}{2} \quad (3.4)$$

Podle literatury [12] by mělo být u STDR teoreticky docíleno chyby měření maximálně 17 cm při použití vzorkovacího kmitočtu 580MHz, desetkrát nižší bitové rychlosti a délce sekvence 127 bitů. Zpřesnění lokalizace korelačních špiček a redukce odchylky měření lze docílit jejich interpolací pomocí proložení polynomem. Minimální detekovatelná délka je dána šířkou bitu resp. bitovou rychlostí sekvence. Maximální dosažitelná vzdálenost závisí na její délce, útlumu a okolním šumu jako u časové reflektometrie.

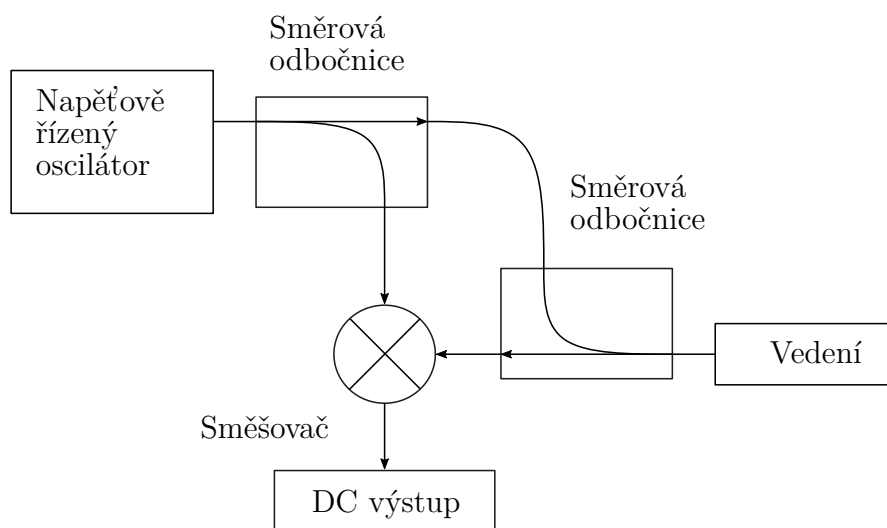
3.2 Frekvenční reflektometrie

Tyto metody pracují se signálem ve frekvenčním spektru. V literatuře je můžeme nalézt pod označením (FDR - Frequency Domain Reflectometry). Některá moderní zařízení dnes proto negenerují obdélníkový impulz či jiný tvar pulzu, ale vysílají jej jako sekvenci jednotlivých po sobě jdoucích diskrétních spektrálních složek. Tyto složky jsou tedy v čase rozmítány a zachycují se jejich změny ve fázi a amplitudě po odrazu od diskontinuit na vedení. Po proměření všech odražených složek se celé spektrum převede pomocí diskrétní Fourierovy transformace (3.3) do časového vyjádření, jež odpovídá odraženému signálu daného tvaru vyslaného po vedení. Metoda umožňuje zlepšení z hlediska SNR [13].

Schéma zapojení pro tuto metodu je totožné s metodou časové reflektometrie. Pouze místo generátoru pulzů nebo jednotkového skoku je umístěn generátor harmonických signálů. Níže jsou uvedeny metody odvozené od FDR. Všechny tyto metody lze použít v komplexních strukturách vodičů s totožnými omezeními jako u metody TDR.

3.2.1 S fázovou detekcí

Základní struktura měřicího systému využívající metodu Frekvenční reflektometrie s fázovou detekcí (PD-FDR - Phase Detection Frequency Domain Reflectometry) je na Obr. 3.4. Je založena na principu měření fázového posunu mezi vyslanou a přijatou vlnou, kdy jsou tyto vlny od sebe izolovány. Systémy vyba-



Obr. 3.4: Blokové schéma PD-FDR

vené touto metodou vysílají sinusové vlny do vedení. Na první směrové odbočnici se signál rozdělí, přičemž jedna část jde přes směrový vazební člen do směšovače a zbytek pokračuje dále do vedení, kde se odrazí od diskontinuity nazpět. Odraz je díky druhému směrovému vazebnímu členu izolován od stimulu z VCO. Jde tak přímo do směšovače, kde se vynásobí s referenčním signálem. Ve frekvenčním spektru se tak objeví na vyšších kmitočtech intermodulační prvky a stejnosměrná složka, neboť jsou násobeny dva totožné signály pouze s jiným fázovým zpožděním. Analogově digitální převodník na výstupu slouží jako filtr typu dolní propust, který odstraní vyšší frekvence, načež je vyhodnocována pouze stejnosměrná složka. Rozmítání frekvencí na vstupu pomocí VCO způsobí na výstupu směšovače harmonický průběh $\cos(2kL)$, kde $k = 2\pi f/v_p$, určující místo poruchy. Počet period je úměrný vzdálenosti L .

$$L = \left(\frac{P-1}{N_{FFT}-1} \right) \left(\frac{N_F-1}{f_1-f_2} \right) v_p \quad (3.5)$$

Z průběhu je vypočtena FFT, jejíž výsledkem je Dirakova delta funkce na pozici označované písmenem P, ze které je možné vypočítat vzdálenost podle (3.5), kde v_p odpovídá rychlosti šíření vlny ve vodiči, f_1 je počáteční a f_2 koncový kmitočet VCO, N_F určuje počet frekvenčních kroků a N_{FFT} reprezentuje počet hodnot FFT. Metoda zvládne detekovat otevřený i zkratovaný obvod. Lze jí získat velký činitel odrazu, tudíž detekce těžkých poruch je velice jednoduchá. Projevy ostatních poruch se svým charakterem podobají těžkým poruchám, proto není vždy jednoznačné, zda se jedná o těžkou nebo lehkou poruchu.

$$L_{max} = \frac{v_p}{4\Delta f} \quad (3.6)$$

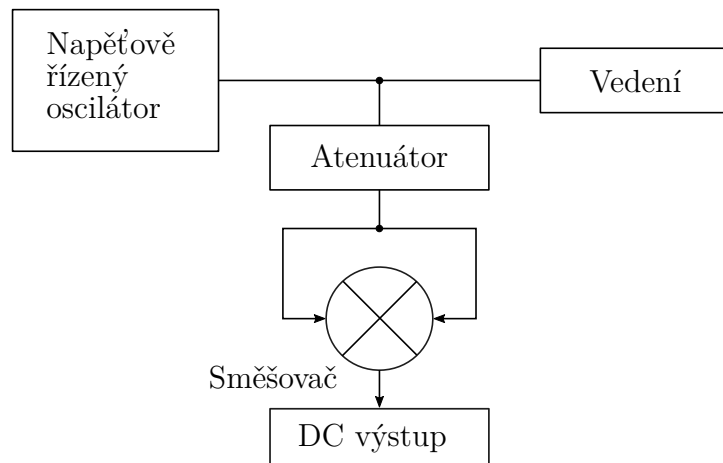
Podle [14] byla odchylka měření pro dané nastavení pouze 3 cm a minimální detekční vzdálenost pro systém s rozmítáním signálů od 0,8 - 1.25 GHz a krokem 10 MHz je 22.33 cm. Maximální detekovatelná vzdálenost je definována vztahem (3.6). Pro frekvenční krok $\Delta f = 10 \text{ MHz}$ a v_p odpovídající 2/3 rychlosti světla je 4.5 m. Metoda nepodléhá příliš disperzi. Pokud má fungovat na vedení, kde probíhá komunikace, musí pracovat na odlišných kmitočtech než probíhá daná komunikace.

3.2.2 Se směřováním signálu

Tento koncept hledání a zaznamenávání poruch je složen podobně jako u PD-FDR [↔3.2.1.] z VCO, směšovače a atenuátoru (ten zabraňuje přetížení směšovače, teoreticky může metoda fungovat bez něho), pouze nedisponuje směrovými odbočnicemi. V literatuře je metoda označována MSR - mixed signal reflectometry.

Měření probíhá tak, že napětím řízený oscilátor vysílá do vedení harmonický signál o dané frekvenci. Ten je na konci vedení odražen a při návratu dojde k jeho superpozici s vysílanou vlnou $\sin(\omega t)$. Odraz je definován jako $\alpha(\tau)\Gamma \sin(\omega(t + \tau))$, kde ω udává frekvenci VCO, $\alpha(\tau)$ je atenuace signálu vlivem délky kabelu. Člen Γ představuje činitel odrazu v místě diskontinuity a τ je zpoždění příchozí vlny. Na výstupu je opět umístěn A/D převodník, který funguje jako filtr vyšších frekvencí u metody PD-FDR [↔3.2.1.]. Projde tedy pouze stejnosměrná složka, jež je interpretována převodníkem a přenesena do počítače, který řídí nastavování VCO. Může tak být nastaven další kmitočet a celý cyklus měření se zopakuje.

Postupně jsou procházeny všechny frekvenční kroky od počátečního do cílového kmitočtu. Po dokončení tvoří naměřená data periodický průběh s úhlovou frekvencí úměrnou časovému zpoždění τ . Výpočet FFT zobrazí funkci, jejíž maxima určují odpovídající zpoždění k daným diskontinuitám. To je na základě známého koeficientu šíření a rychlosti světla transformováno na vzdálenost [15].



Obr. 3.5: Blokové schéma MSR

Metoda neumí odhalit drobné chyby, od nichž je odraženo méně jak 0,1% signálu [16]. Její maximální detekovatelná vzdálenost je dána útlumem vedení. Přesnost metody je srovnatelná s PD-FDR a je zde stejná limitace pro použití na vedení s aktivní komunikací.

3.2.3 S více nosnými

Reflektometrie s více nosnými (MCR - Multicarrier reflectometry), je podobná metodě PD-FDR [↔3.2.1.] a MSR [↔3.2.2.] s tím rozdílem, že posílá všechny frekvenční složky paralelně [17].

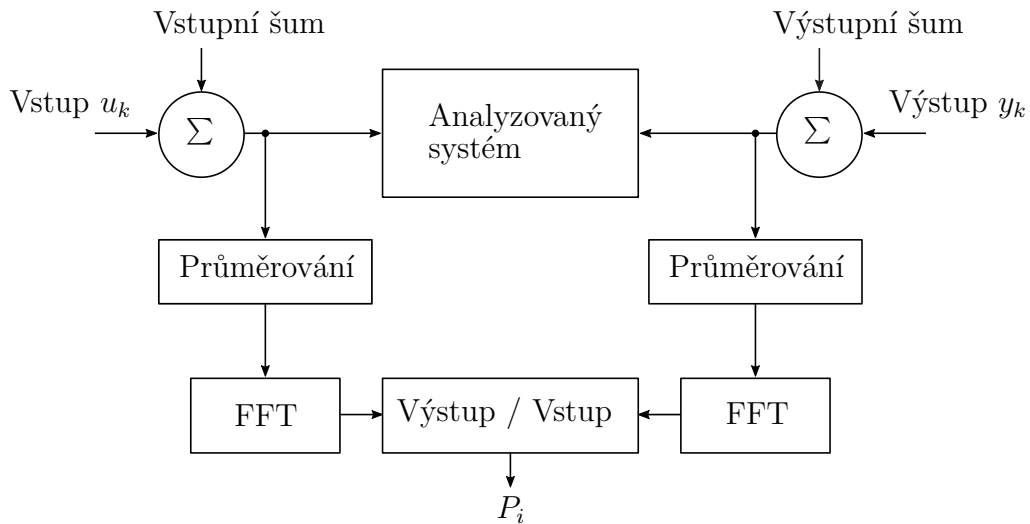
Pro testování poruch využívá stimul, který je váženou kombinací harmonických signálů, tedy signálů s různou úrovní amplitudy. Odezva je opět zpracována ve frekvenční oblasti, kde fázové zpoždění odpovídá délce vedení nebo vzdálenosti poruchy. Metoda je založena na identifikačních technikách [18].

K měření je nejprve vytvořen testovací signál sumací sinusového signálu a jeho

několika vyšších harmonických kmitočtů. Signál je tak popsán v časové doméně vzorcem (3.7), kde θ reprezentuje fázi dané složky signálu, c_i jsou moduly složek, N určuje počet vzorků v signálu a k značí index daného vzorku.

$$u_k = \sum_{i=0}^{N/2} c_i \sin\left(\frac{2\pi i}{N}k + \theta_i\right) \quad (3.7)$$

Signál u_k je periodický a koeficienty c_i se mohou lišit podle toho, zda je již na testovaném vodiči nějaký signál přítomen. Ten je snaha eliminovat. Po vyslání sestaveného signálu do systému (Obr. 3.6) se na výstupu objeví signál y_k také periodický s totožnou periodou. Pokud se v soustavě nevyskytuje žádný šum, tak výsledkem dělení nenulových vzorků DFT jedné periody u_k s y_k je frekvenční odezva P_i na daných kmitočtech.



Obr. 3.6: Blokové schéma MCR

Aplikace na kabelech s probíhající komunikací je možná, pokud je uvažována její pevně daná šířka pásma. Pak lze testovací signál nastavit tak, aby do tohoto pásma nezasahoval, a výsledek měření nebyl degradován. Šum mimo toto pásmo je možné odfiltrovat pomocí průměrování. Přesnost metody je zejména dána výrobní kvalitou vedení, která určuje, jak konzistentní je rychlost šíření vlny v materiálu.

3.3 Ostatní metody

Další metody jsou postaveny na bázi induktivního nebo kapacitního charakteru kabelu (možností je také měření odporu vedení, to však může být provedeno až po vyjmutí ze systému, přičemž dokáže pouze detekovat těžké chyby [↔2.1.]). Měření kapacity slouží k detekování otevřeného konce vedení tedy případ, kdy je vedení zakončeno naprázdno. Na rozdíl od toho měření indukčnosti zjišťuje stav vedení nakrátko. Obě tyto veličiny jsou úměrné délce kabelu. K jejich měření lze využít děličů, oscilátorů, či již zhotovených měřičů dané veličiny, případně jiných způsobů měření impedance [18].

Hodnota kapacity je u jakéhokoliv vedení závislá na délce d mezi vnějším a vnitřním vodičem, jeho ploše a permitivitě dielektrika.

$$C = \frac{\pi\varepsilon}{\cosh^{-1}\left(\frac{D}{d}\right)} [F/m] \quad (3.8)$$

$$L = \frac{\mu}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{D}{d}\right) [H/m] \quad (3.9)$$

Podle vztahů (3.8) a (3.9) je možné vypočítat vzdálenost k diskontinuitě, pokud jsou známy parametry vedení. V rovnicích (3.8) (3.9) znamená d poloměr vodičů, D je vzdálenost jejich center, ε odpovídá permitivitě a μ permeabilitě vyplňujícího dielektrika [19].

Metody jsou velmi dobré a jednoduché na realizaci. Přesnost měření je v případě kapacity podobná jako u reflektometrických metod. Ovšem pro indukčnost tomu tak není. Měření je velmi ovlivněno metalickými předměty v okolí, tudíž dosahuje nižší přesnosti. Metody jsou schopné pracovat pouze na vodiči propojujícím dva body. Proto není vhodná pro analýzu komplexních elektroinstalací a také pro měření na vedeních, která jsou v provozu [7].

4 Výběr detekční metody

V části [↔4.1.] jsou nejprve popsána kritéria diagnostického zařízení. Následně jsou shrnuty vlastnosti metod z kapitoly [↔3.], načež je proveden konkrétní výběr metody, která je dále podrobena bližší analýze. Z časových důvodů nebylo možné provést u každé metody praktické měření. Proto byla vybrána metoda pouze na základě teorie jevící se jako nejlépe vyhovující parametrům plynoucím z kapitoly [↔4.1.].

4.1 Kritéria zařízení

Zamýšlené zařízení by mělo sloužit k detekování a lokalizaci těžkých poruch vedení [↔2.1.] s dostatečnou přesností a nízkými náklady na realizaci, která by měla vzít v úvahu již dostupné prvky a součásti na aktuálních platformách (MCU a FPGA). Předmětem je tedy diagnostický modul umístěný mezi anténou a přijímačem detekující poruchy na této trase, která může měřit až 250 m. Ten bude určený zejména pro servisní techniky, kteří instalují radarové systémy (site commissioning) nebo v nich opravují chyby, obsluhu radaru, jež tak dokáže rychle reagovat na vzniklé poruchy, a vývojáře, za účelem snazšího a rychlejšího testování aplikací, obzvláště mimo laboratorních podmínek. Modul bude připojen k vedení v oblasti přijímače. Nesmí být rušen příchozím signálem z antény, který je kontinuálně přijímán. Jeho úroveň se může lišit podle vzdálenosti od okolních vysílačů. Šířka pásma toho signálu se může z hlediska konkrétních aplikací lišit. Předpokladem je nekolísající úroveň šumu v okolí, jež se může změnit integrací systému do jiného prostředí. Vodiče budou většinou v blízkosti metalických materiálů a mohou být i součástí komplexní rozvětvené soustavy. Z těchto kritérií plynou následující požadavky na modul:

- Dostatečná přesnost v lokalizaci poruch (desítky centimetrů)
- Nízké náklady na realizaci
- Neovlivnitelnost okolním prostředím
- Možnost kontroly vedení do délky 250 m

Pro účely vývoje bude funkce konceptu modulu následující. Nejprve bude kalibrován na základě prvního měření na konkrétním typu kabelu. V souvislosti s útlumovými vlastnostmi a kvalitou okolního prostředí (šumů a rušení) bude nastavena citlivost, aby nebyly detekovány falešné poruchy. Tím bude modul připraven na další měření. Pro snadnou práci s daty a zobrazení výsledků bude možné modul kalibrovat, ovládat a nastavovat ze vzdáleného počítače přes síťový kabel.

4.2 Srovnání metod

Hlavním požadavkem je detekování těžkých poruch tzn. zkratu nebo rozpojení $\llbracket \leftrightarrow 2. \rrbracket$, který splňují všechny metody uvedené v $\llbracket \leftrightarrow 3. \rrbracket$. Náklady na realizaci metody jsou taktéž faktorem výběru a budou proto zohledněny.

Nejméně nákladné jsou metody postavené na základě měření kapacity a indukčnosti. Jsou schopné lokalizovat poruchy s podobnou přesností jako reflektometrické metody [7]. Lze je však použít pouze na propojovacích vodičích, nikoliv na komplexních strukturách. Negativní vlastností je jejich ovlivnitelnost okolím při měření indukce, pokud se v něm nacházejí kovové předměty (např. jiné vodiče). Metoda není vhodná pro komunikační vedení v aktivním stavu.

Techniky reflektometrických analýz v časové oblasti nabízí velkou přesnost a jednoduchou koncepci měřicího systému. Obyčejné TDR nelze použít na vodičích, kde je úroveň přítomného signálu vyšší nebo rovna vysílanému impulzu. Z ekonomického hlediska, pokud je třeba dosáhnout vyšší přesnosti, je nutné zakoupit dražší komponenty. Ve složitějších elektroinstalacích funguje s danými limitacemi $\llbracket \leftrightarrow 3.1. \rrbracket$. Zato STDR je proti okolnímu rušení velice odolné a může pracovat s nižší amplitudou, než je úroveň okolního šumu, díky vysílání signálu s rozprostřeným spektrem. Nevyžaduje příliš vysoké nároky na hardwarovou platformu a pro zlepšení přesnosti mohou být použity aproximační nebo interpolační metody. Navíc umožňuje zesílit projevy odrazů od diskontinuit signálovým zpracováním. Nevýhodou je minimální vzdálenost, od které metody fungují. Ta se snižováním parametrů soustavy roste. Analýza pomocí reflektometrie ve frekvenčním spektru s užitím metod v $\llbracket \leftrightarrow 3.2. \rrbracket$ je náročnější na realizaci. Je však odolnější proti okolnímu rušení. Vyžadují více komponent k sestavení měřicí aparatury. Můžou fungovat na komunikačních kabelech, ale pouze za předpokladu, že přítomný signál má pevně danou šířku pásma. Metody pak musí vysílat na kmitočtech mimo toto pásmo. Základní FDR nepotřebuje

ke své funkci tak velkou šířku pásma jako TDR a je více odolné proti šumu. Zbylé metody PD-FDR a MSR mají velmi dobré vlastnosti z hlediska přesnosti a menší minimální funkční délku v porovnání s TDR a STDR. Metoda MCR je odolná proti šumům, jež dokáže odfiltrvat. Má velice dobré výsledky z hlediska přesnosti. Odchyly jsou dány zejména přesností konstanty šíření vlny ve vodiči a její konzistencí po celé délce vodiče. Nevýhodou je komplexní stavba.

4.3 Zhodnocení

Kapacitní a induktivní metoda byla již na začátku zamítnuta kvůli nedostatečné šumové imunitě, a tím také znemožnění užití na vedeních k anténě. Z jednoduchosti struktury a množství potřebných komponent k realizaci byla nejprve zvažována metoda TDR. K její implementaci byl potřeba pouze generátor impulzů s dostatečnou strmostí hran a vzorkovač. Ten by však musel mít vysokou vzorkovací frekvenci, aby bylo dosaženo přesnosti v řádech desítek centimetrů, čímž by velice rychle stouply náklady. Navíc metoda není příliš vhodná pro komunikační kabely s probíhajícím přenosem [↔3.1.].

Metody PD-FDR a MSR jsou téměř stejné, pouze druhá metoda je levnějším provedením první. Frekvenční reflektometrie jsou na vedeních k anténám často využívány, protože se dokáží vyhnout pásmu frekvencí, na které jsou přizpůsobeny. Přesnost zmíněných metod je velice dobrá [↔3.2.]. Jejich maximální detekovatelná vzdálenost závisí na frekvenčním kroku napěťově řízeného oscilátoru. To by znamenalo pro delší vedení, která mohou mít délku až několik stovek metrů, velké množství vzorků a tím také relativně dlouhé měření a výpočet. Obzvláště pokud budou někdy prováděny na méně výkonném hardwaru. Realizace těchto metod vyžaduje větší úpravy v architektuře již existujícího zařízení, proto byla snaha nalézt méně komplexní řešení.

Byla proto vybrána metoda STDR, jež měla velice dobré reference při použití na živých spojích z hlediska ovlivnitelnosti šumem. Pulzy, které vysílá, mohou být nastaveny tak, aby neovlivňovaly přenos. Co se týče implementace, může být integrována do MCU nebo FPGA s přídavným A/D převodníkem. Tudíž není potřeba vysoký výkon a množství potřebných součástek. Z toho důvodu nebyla vybrána metoda MCR, která by ke své funkci potřebovala navíc D/A převodník a pravděpodobně by byla výpočetně náročnější.

5 Analýza metody STDR

Jelikož byla vybrána metoda STDR, která byla v teorii primárně určena pro elektroinstalace v dopravních letadlech [11], bylo tedy třeba zjistit, jak se metoda chová na vodičích s anténou a při konkrétní konfiguraci hardwaru. Proto byl v programu Octave vytvořen simulační model pro testování zadaných konfigurací, kterým byly šířka pásma a parametry vysílané sekvence [↔5.1.], rozlišení A/D převodníku, velikost vzorkovacího kmitočtu a poměr SNR, kterým byla ve vedení také simulována přítomnost signálu příchozího z antény.

Na počátku byly u metody testovány případy konfigurace s vyššími parametry, kdy výsledky vycházely velice slibně. Ty ale také znamenaly vyšší ekonomické nároky a náklady. Z toho důvodu byly v průběhu sníženy a vybrán odpovídající vývojový kit [↔6.1.]. Simulace v [↔5.2.] jsou provedené na základě těchto parametrů. Reálná měření prováděná na laboratorní aparatuře [↔5.3.] tuto souvislost nemají, protože byla vykonána dříve a měla pouze ověřit funkčnost konceptu modulu na reálných datech, proto neexistoval důvod k jejich přeměření.

5.1 Pseudonáhodné posloupnosti

Účelem generátorů pseudonáhodných sekvencí je vytváření sekvencí na základě periodického, deterministického zdroje s uniformním pravděpodobnostním rozložením, který imituje charakteristiky přirozeného bílého šumu [22]. Pro tento účel se užívají zpětnovazební struktury, které dokáží generovat opakovatelné sekvence s vlastnostmi bílého šumu. Tedy signál s rovnoměrnou spektrální hustotou a se stejným výkonem v jakémkoliv vybraném pásmu dané šířky. Tyto sekvence lze snadno obdržet z lineárního posuvného registru se zpětnou vazbou (LFSR - Linear Feedback Shift Register), jehož největší výhodou je jednoduchost implementace. Vlastnosti těchto registrů jsou obsaženy v [23] a [24]. Sekvence s maximální délkou jsou nazývány m-sekvence (angl. maximum-length sequences). Lze je získat správnou konfigurací zpětných vazeb v posuvném registru.

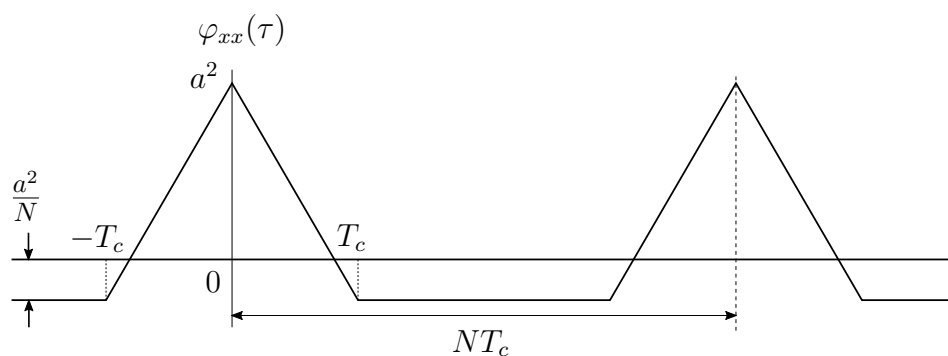
5.1.1 Autokorelační vlastnosti

Vlastnosti m-sekvencí z hlediska jejich náhodnosti je učinily vhodnými pro mnoho aplikací. V jejich důsledku se tyto sekvence začaly označovat jako sekvence s rozprostřeným spektrem nebo konkrétněji jako tzv. technika přímého rozprostřeného spektra (DSSS - Direct Sequence Spread Spectrum). M-sekvence mají definovaná pravidla [21]. Jsou vždy složena z 2^{n-1} jedniček a $2^{n-1} - 1$ nul. Lze je vytvářet jejich různou modifikací. Jestliže je daná sekvence sečtena člen po členu s totožnou sekvencí, která je pouze posunutá a není identická, vznikne tak po výpočtu modulo-2 nová sekvence.

Stimul pseudonáhodné binární sekvence (PRBS - Pseudorandom Binary Sequence) je sekvence náhodných pulzů měnící binárně napěťové úrovně z $+a$ do $-a$ v rámci diskretních časových úseků T_c nazývaných čipová perioda. Sekvence je generována pomocí posuvného registru se zpětnou vazbou o délce n .

$$\varphi_{xx}(k) = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N x(j)x(j-k) = \begin{cases} +a^2, & \text{pokud } k = 0 \\ -\frac{a^2}{N}, & \text{pokud } k \neq 0 \end{cases} \quad (5.1)$$

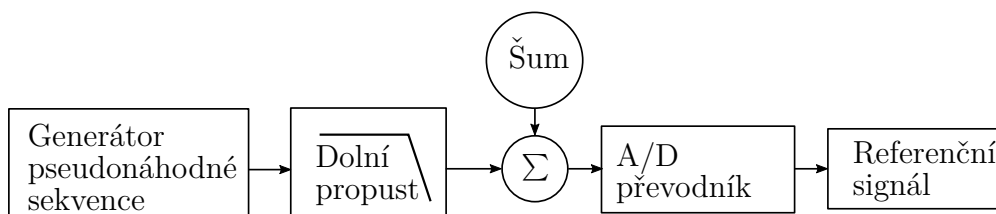
Maximální délka sekvence N je vytvořena když $N = 2^n - 1$. Ta se opakuje s periodou NT_c . Z hlediska náhodnosti těchto sekvencí mají unikátní korelační funkci v rámci jedné periody opakování, jak je znázorněno na Obr. 5.1. Autokorelační funkce (5.1) vyjadřuje míru podobnosti mezi danou sekvencí a jejím posunovaným obrazem [20]. Šířka korelačních špiček je dána dvojnásobkem periody sekvence a jejich výšku určuje amplituda pulzů korelované sekvence.



Obr. 5.1: Autokorelační funkce PRBS

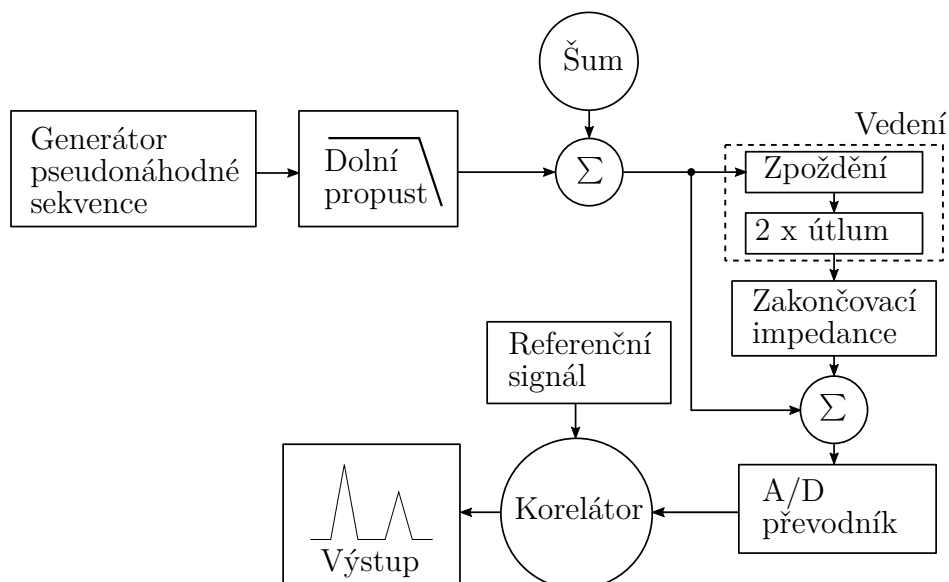
5.2 Simulace

Pro simulaci byl nejprve vytvořen virtuální model, který odpovídal základnímu schématu zapojení na Obr. 3.3. Jeho parametry jsou nastaveny podle vývojového kitu Redpitaya STEMLAB 125-14 [↔6.1.] osazeného A/D a D/A převodníky se vzorkováním 125 Ms/s a rozlišením 14 bitů.



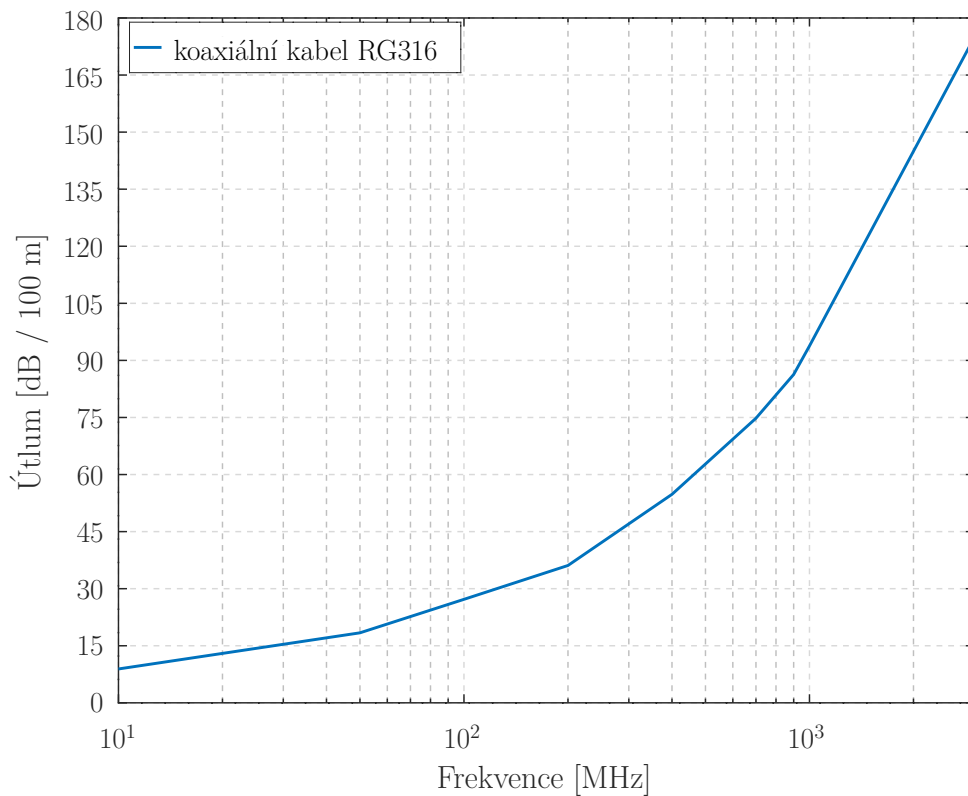
Obr. 5.2: Blokové schéma generátoru referenční sekvence

Simulovaná aparatura je rozdělena na dvě části. Na Obr. 5.2 je struktura, která vygeneruje jednu sekvenci, ta bude později korelována s přijatým signálem. Šum je zde staticky přičítán s úrovní -30 dB simulující scénář kalibrace, který bude probíhat na implementovaném modulu do hardwaru. Při ní bude referenční sekvence měřena pouze na výstupu z generátoru včetně přičtení okolního šumu.



Obr. 5.3: Blokové schéma simulace

Druhý celek na Obr. 5.3 je model měřicí soustavy. Vysílací částí je generátor s výstupem připojeným přes filtr dolní propusti. Dalším blokem je vedení, ve kterém se vstupní signál utlumí a posune o definované zpoždění. Následuje blok se zakončovací impedancí, který simuluje vliv zkratu, rozpojení nebo antény (pro tento účel byly změřeny S11 parametry testované antény a interpolovány, jež zobrazuje Obr. 5.5) na odražený signál. Před vstupem do korelátoru je provedeno převzorkování a kvantizace odpovídající nastavení rozlišení A/D převodníku. Cílem simulovaného modelu je přiblížit se reálným podmínkám na vedení, proto před vstupem do vedení je k signálu přičten bílý šum, jehož úroveň je volena jako jeden ze vstupních parametrů simulace.

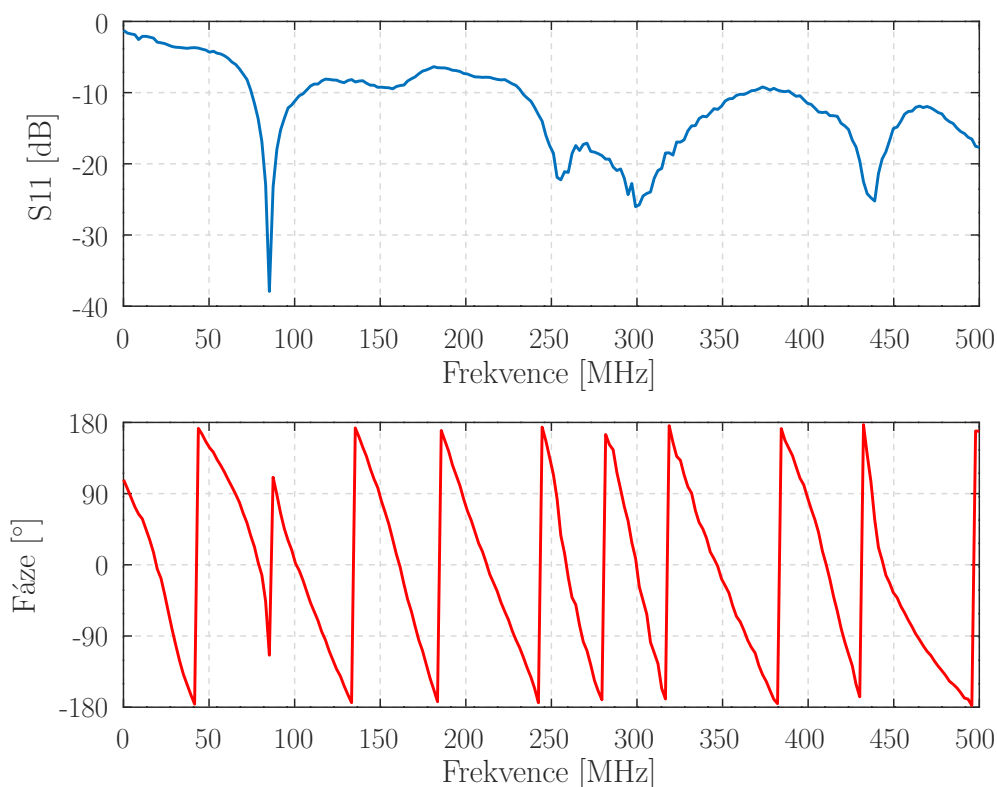


Obr. 5.4: Frekvenční závislost útlumu kabelu RG316

K testování měření byly dostupné vzorky koaxiálních kabelů RG316 od firmy Pro-Power. Jejich frekvenční závislost útlumu byla pro názornost vynesena do grafu

na Obr. 5.4. Data pocházejí z tabulek od výrobce. Pro simulační účely byla použita hodnota útlumu 9 dB/100 m na frekvenci 10 MHz při uvažování testovacího signálu nepřesahujícího šířku pásma 50 MHz.

Funkce virtuálního modelu soustavy je následující: nejprve se měří odražený signál a až poté referenční sekvence. První iterací je tedy vygenerování sekvence, jež je třikrát po sobě bez prodlení zopakována. To proto, že ve výsledné korelační funkci na jejím začátku i na konci se objeví přechodové děje způsobující přesahy prahu definovaném v [↔5.1.]. Měření by tak bylo zatíženo chybou. Příčinou je doplnění nul v referenčním a odraženém signálu za účelem vyrovnaní délky vektorů před auto-korelací. To změní vlastnosti sekvencí, čemuž je zamezeno právě opakováním, kdy se projeví přechodové děje pouze v krajních korelačních periodách funkce. Tudíž pro konkrétní počet repetice stačí pouze vyříznout střední část.



Obr. 5.5: Parametry S_{11} testovací FM antény

Sekvence dále prochází přes dolní propust, na jejímž výstupu je přičten šum. Načež dále vstupuje do vedení, kde je aplikován dvakrát útlum, neboť vlna zaznamenaná v místě přijímače musí urazit dvojnásobnou vzdálenost, než je samotná vzdálenost diskontinuity. Blok reprezentující zakončení vedení modeluje tři případy: zkrat, rozpojení a zakončení anténou. Model těžkých poruch [↔2.1.] počítá s předpokladem, že je všechna vyslaná energie na konci vedení odražena zpět. Pro případ antény je výpočet odrazu proveden na základě jejího naměřeného a interpolovaného činitele odrazu (Obr. 5.5). Signál vstupující do antény je přes Hilbertův transformátor převeden na signál analytický. Ten je dále transformován pomocí Fourierovy transformace do spektrální oblasti, vynásoben s komplexním spektrem činitele odrazu a opět převeden inverzní Fourierovou transformací do časové domény. Po modifikaci signálu těmito bloky se přičte ke generované sekvenci. Výsledný průběh je navzorkován a kvantifikován A/D převodníkem. V druhé iteraci se vygeneruje nová pseudonáhodná sekvence (referenční) s jedním opakováním, která je převzorkována po průchodu filtrem typu dolní propust s mezním kmitočtem 50 MHz v poměru bitové rychlosti a vzorkovací frekvence. Dále je k ní přičten aditivní šum s normálním rozdělením a opět provedena kvantizace. Proces končí výpočtem korelace signálu z první iterace s referenčním signálem. Model dokáže simulovat pouze jeden odraz, jelikož je cílem aplikace detekovat zkrat nebo rozpojení [↔2.1.] a tudíž by nemělo smysl jich zkoumat více. Výstupem celého měření jsou korelační špičky. První z nich je záznamem signálu vycházejícího z generátoru, zatímco druhá reflektuje odraz od poruchy.

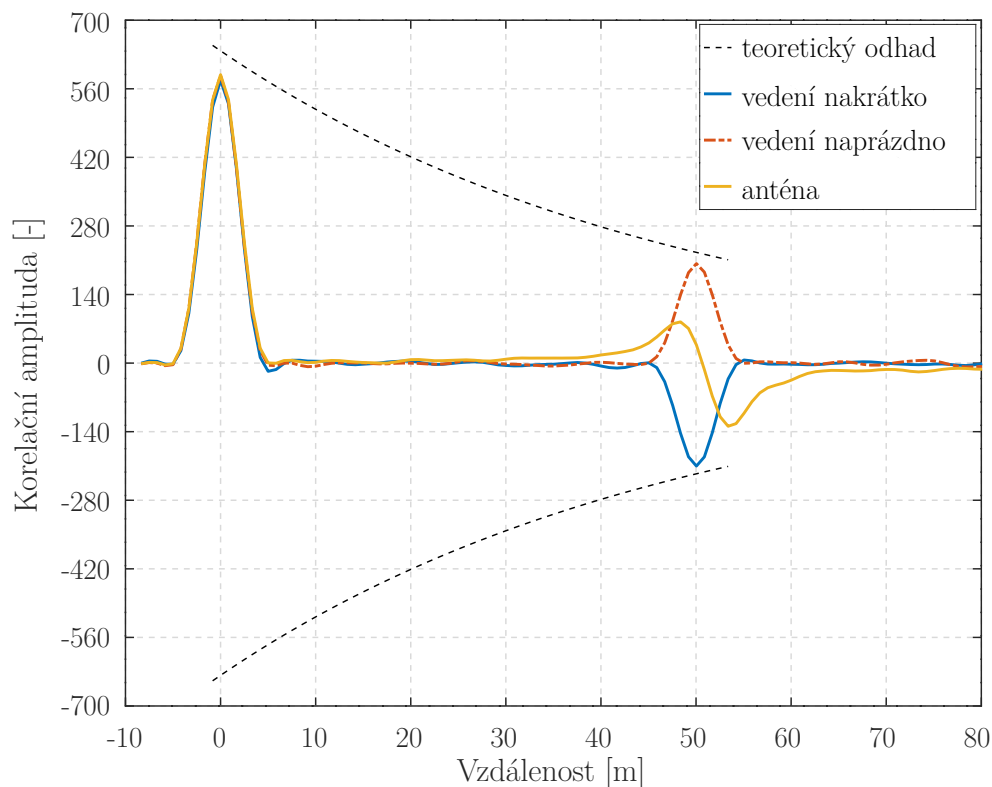
5.2.1 Charakter odezev

První simulací, která byla provedena, je zobrazení tvarů jednotlivých odrazů. Graf na Obr. 5.6 ukazuje těžké poruchy, kdy je vedení rozpojeno nebo zkratováno, a odraz od antény ve vzdálenosti 50 m od přijímače. Měření bylo prováděno při řádu sekvence 9 se vzorkovacím kmitočtem 125 Ms/s, bitovou rychlostí 25 Mbit/s, amplitudou 0,5 V a SNR 10 dB.

$$y(l) = a^2(N-2) \cdot 10^{-\beta l} \quad (5.2)$$

Velikost odezvy od poruch klesá s rostoucí vzdáleností od zdroje vysílané sekvence. Byl proto odvozen vztah (5.2), který vyjadřuje závislost jednoho odrazu na jeho

vzdálenosti bez započtení vlivu výstupního filtru generátoru, kde a je amplituda generovaného průběhu, N označuje počet bitů v sekvenci, β je útlumem kabelu v základních jednotkách a l je vzdáleností diskontinuity. Na Obr. 5.6 je tato funkce



Obr. 5.6: Simulace charakteru základních odrazů na vedení

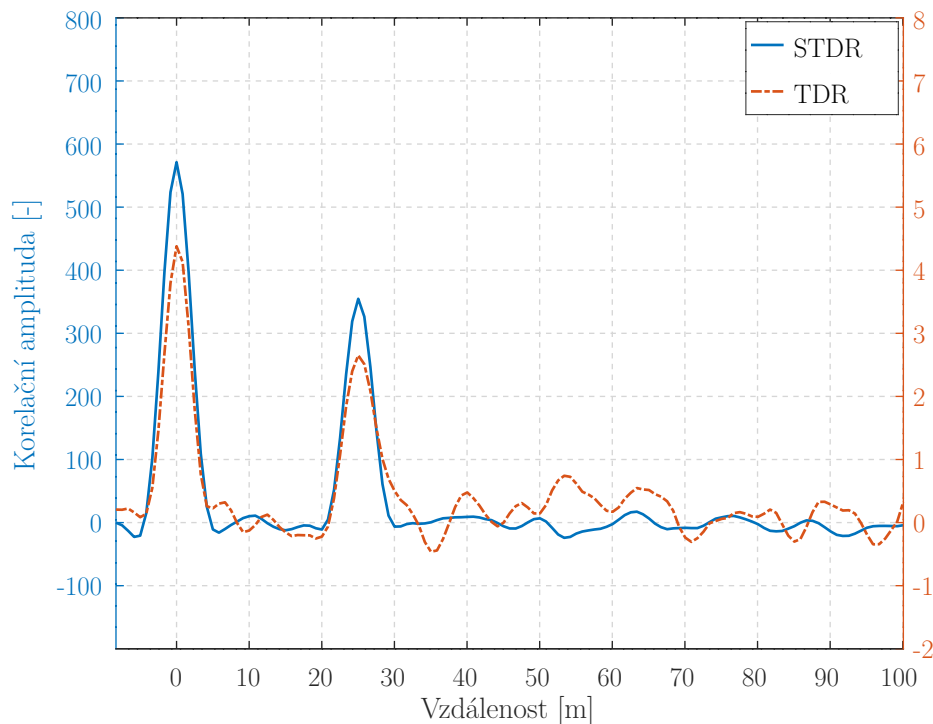
vykreslena v intervalu $\langle -1; 53 \rangle$ metrů pro kladné a záporné hodnoty špiček. Tuto hodnotu by odražena a referenční korelační špička neměla překročit. Pokud se tak stane, může být na základě toho vyhodnocen případ, kdy se nachází porucha v takzvané mrtvé oblasti. To znamená, že se vyskytla porucha ve vzdálenosti menší, než je šířka referenční korelační špičky. Tento specifický stav lze vyhodnotit také na základě kontroly šířky zaznamenaných korelačních špiček.

Teoretická maximální detekovatelná vzdálenost je omezena opakovací frekvencí sekvence (Obr. 5.1) pro případ, že není uvažován šum a útlum vedení. Proto ke stanovení funkční vzdálenosti je použit odvozený vztah (5.2) a hodnota prahu definující maximální úroveň šumu a zároveň minimální velikost korelační špičky.

Průsečík tohoto prahu s (5.2) je pak pro danou realizaci hranicí, za kterou nebudou další poruchy identifikovány. Tvary jednotlivých odrazů jsou vázány frekvenční závislostí zakončovací impedance. [↔3.1.]. Pro zkrat a rozpojení je proto příchozí tvar špičky až na vliv útlumu totožný s referenční špičkou. Zato anténa se chová jako kmitočtově závislá impedance. Odrazy se tak liší vzhledem k výběru bitové rychlosti sekvenční. Při její volbě je proto nutné přihlídnout ke kmitočtovému přizpůsobení antény.

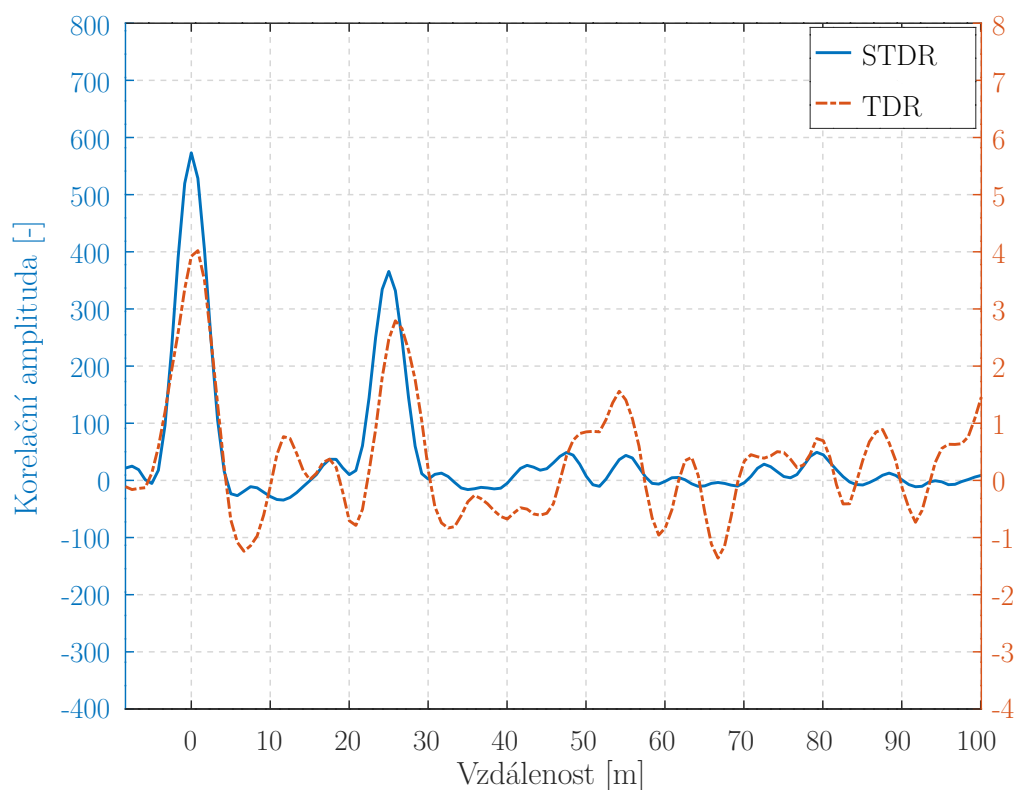
5.2.2 Porovnání metod TDR a STDR

Teorie popisuje TDR jako ne příliš vhodnou pro použití na vedení s probíhající komunikací. Proto byla provedena simulace porovnávající metodu TDR a STDR ověřující jejich vlastnosti z hlediska rušení. K vyhodnocení zpoždění odezvy od diskontinuity jsou taktéž v metodě TDR využity korelační techniky [↔3.1.].



Obr. 5.7: Šumová závislost metody TDR v porovnání s STDR pro SNR 3 dB

Podle předpokladů by TDR mělo správně fungovat pro amplitudy vysílaného impulzu vyšší, než je přítomný signál na testovaném vedení. Pokud je amplituda nižší, dojde k degradaci odezvy a poruchy nelze správně lokalizovat.



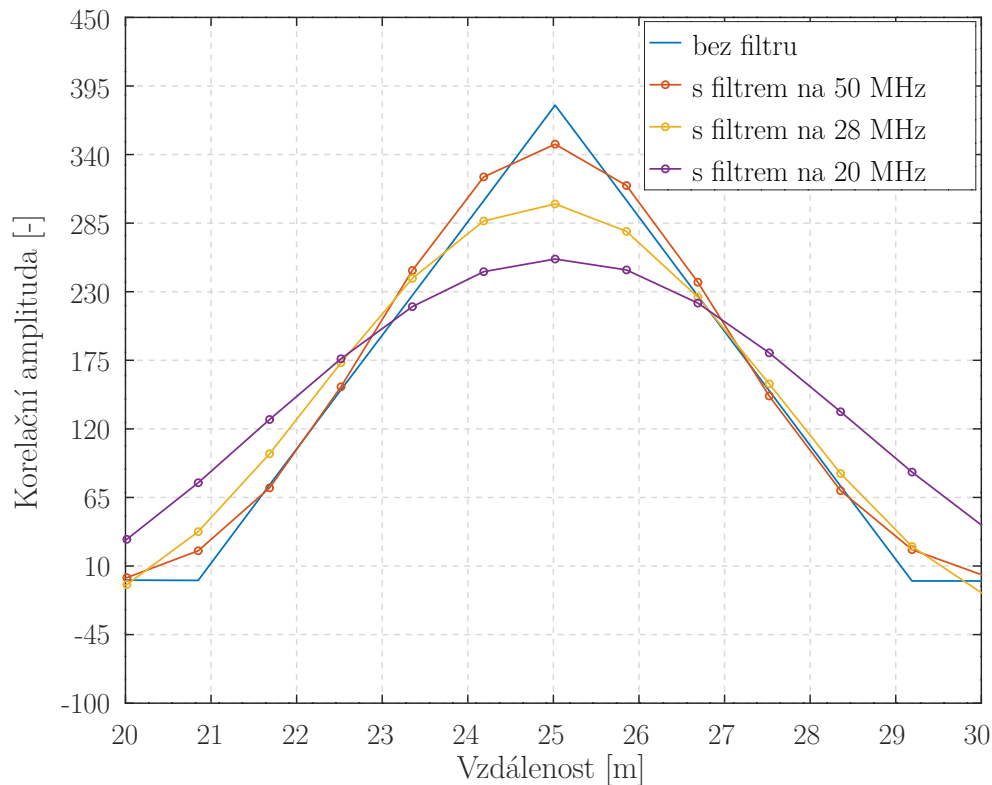
Obr. 5.8: Šumová závislost metody TDR v porovnání s STDR pro SNR -3 dB

U Metody STDR je toto vyřešeno pseudonáhodnou sekvencí, kterou je dosaženo při korelaci vysokého zisku signálového zpracování. Proto je schopná velice dobře odolávat vnějšímu rušení a její amplituda může být mnohonásobně nižší než signál na vedení. Byly provedeny dvě simulace, které zobrazují právě rozdíly v šumové odolnosti metod. První na Obr. 5.7 je provedena pro konfiguraci 25 Ms/s bitová rychlost, amplitudu 0,5 V, řád sekvence 9 a SNR 3 dB. Šum je pro tento případ poloviční než amplituda signálu. U STDR lze zřetelně odrazy rozlišit, přičemž tvary špiček se příliš nezměnily. Druhá metoda také odolala rušení. Následující simulace testovala totožnou konfiguraci parametrů pro změnu SNR na -3 dB. Zde již došlo ke značnému zhoršení. Z výsledků měření pomocí TDR nelze určit, zda

se na pozicích ostatních špiček nenachází také nějaké poruchy. Nejvyšší z nich, určující pozici poruchy se v ose x posunula vůči špičce STDR. Z toho lze usuzovat, že metoda nedokáže správně lokalizovat chyby při vyšším šumu.

5.2.3 Tvar korelační špičky

Průchod sekvence filtrem způsobí její útlum a změnu tvaru podle šířky propustného pásma. Průběhy korelačních špiček pak mohou vypadat jako na Obr. 5.9.



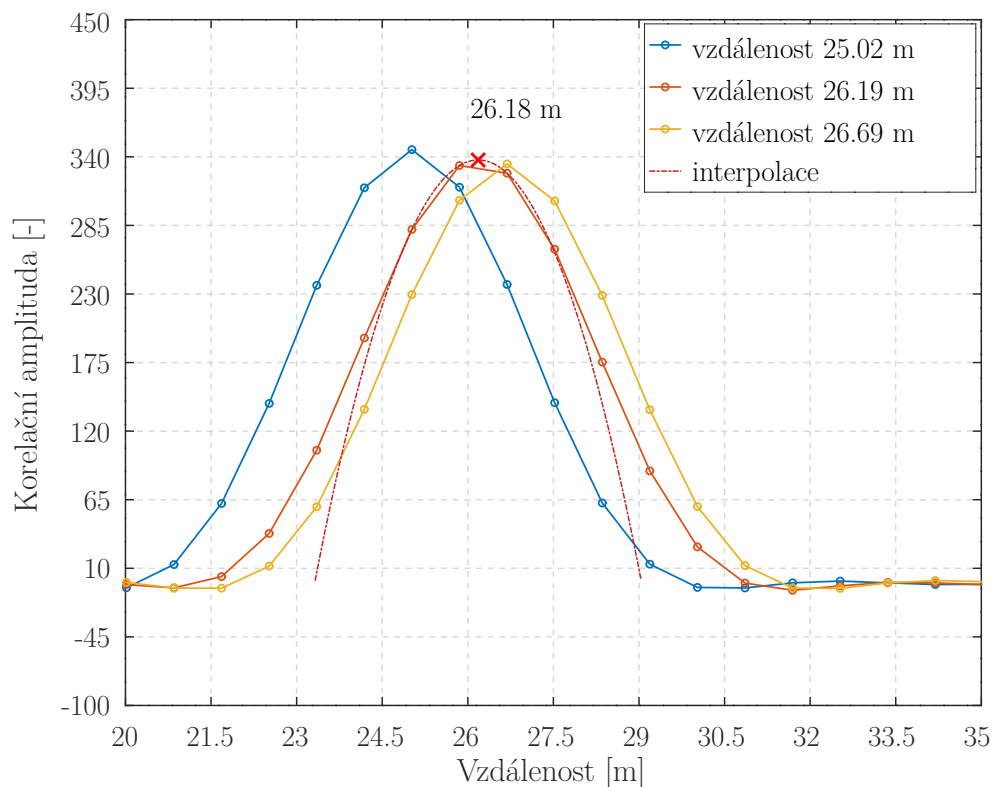
Obr. 5.9: Tvar ideální a filtrovaných korelačních špiček

Pro jejich získání byl použit Butterworthův filtr typu dolní propust 6. řádu s uvedenými mezními kmitočty. Předpokládaný tvar korelačních špiček je důležitý z hlediska identifikace chyby nacházející se v mrtvé zóně. Modrá korelační špička zobrazuje ideální případ, kdy nedochází k filtraci procházejícího signálu a její tvar je

proto ideálně trojúhelníkového charakteru podle předpokladů [↔5.1.]. Pokud vyslaná sekvence projde před záznamem filtrem, výsledkem je širší korelační špička s nižší amplitudou oblého tvaru. Tyto parametry ovlivní jak maximální detekovatelnou vzdálenost, tak šířku mrtvé zóny [↔5.2.1.].

5.2.4 Odchylka měření a interpolace

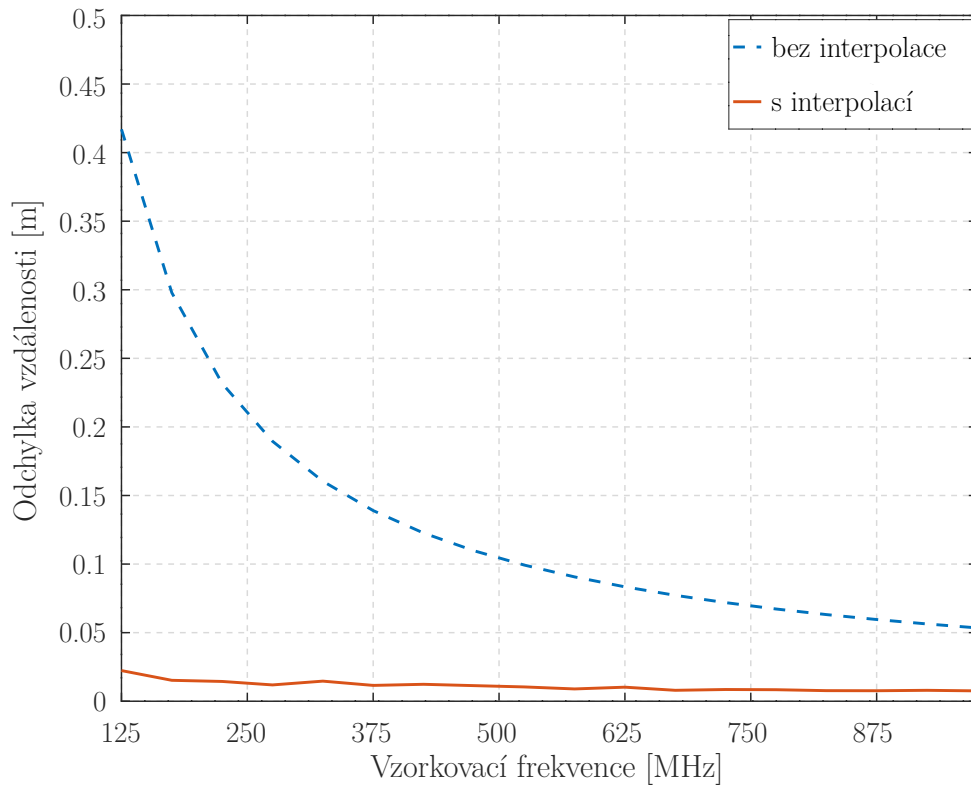
Přesnost určení polohy poruchy je dána vzorkovací frekvencí, resp. vzorkovací periodou, která může být po vynásobení rychlostí světla a odpovídajícím koeficientem



Obr. 5.10: Tvar korelační špičky v závislosti na její pozici

šíření převedena na vzdálenost určující nejistotu měření [↔3.1.1.]. Ta je velká při použití pomalého vzorkovače, což je jedna z možností pro snížení nákladů na realizaci metody. Rozteč měřených vzorků vzhledem k bitové rychlosti může

charakter korelační špičky velice snadno změnit. Navíc je vysoce pravděpodobné, že se chyba vyskytne právě v intervalu mezi dvěma sousedními vzorky. To způsobí ořezání špičky (Obr. 5.10). Bez použití interpolačních metod lze lokalizovat poruchy pouze na základě nejvyššího vzorku, který nebude odpovídat středu špičky.



Obr. 5.11: Závislost odchyly měření na vzorkovacím kmitočtu bez aditivního šumu pro faktor převzorkování 20

Pro zvýšení přesnosti lze proto použít interpolaci, která znatelně sníží nejistotu měření. Simulace na Obr. 5.10 zobrazuje změnu tvaru korelačních špiček v závislosti na jejich poloze. Modrá a žlutá funkce jsou případy, kdy se pozice nejvyššího vzorku shoduje s maximem korelační špičky. Červený průběh reprezentuje pozici poruchy, jež je mezi vzorky. Lze pozorovat změnu tvaru špičky. Na tu byla aplikována interpolace polynomem 2. řádu, který je získán proložením nejvyšších tří vzorků určujících interval platných výsledků. Zderivováním polynomu a výpočtem kořenů derivace, pro kterou existuje pouze jeden kořen, je získána poloha maxima

a tím také pozice poruchy. Výsledek závisí na potlačení šumů pomocí procesního zisku, který je dán řádem sekvence. Použití kratší sekvence na vedení s vysokým okolním rušením může mít za následek, že bude náhodně ovlivněna úroveň korelovaných vzorků, což při interpolaci vychýlí bod odhadovaného maxima a zanechá tak vyšší chybu do výpočtu. S rostoucím řádem sekvence lze toto negativní působení snižovat. Zjištění optimální konfigurace metody v souvislosti se SNR bude nutné provést pomocí dalších simulací, jež jsou jedním z námětů pro další vývoj.

Na závěr byla snaha zobrazit závislost odchylky měření na vzorkovacím kmitočtu, aby bylo možné odhadnout optimální nároky na hardware k dalšímu vývoji. To zobrazuje graf na Obr. 5.11. Pro tuto simulaci nebyl za výstupním filtrem přičítán aditivní šum. Cílem bylo pouze zjistit největší odchylku měření způsobenou pozicí diskontinuity pro daný faktor převzorkování. Simulace probíhá následovně: je rozmítán vzorkovací kmitočet, přičemž pro každý z nich je signál dvacetkrát převzorkován. Provede se dvacet posunutí (to odpovídá posunutí o jednu vzorkovací periodu A/D převodníku) a na každém z nich je zjištěna odchylka měření jak s interpolací, tak bez ní. Nakonec jsou vybrány nejhorší výsledky měření pro každý kmitočet a ty jsou vyneseny do grafu.

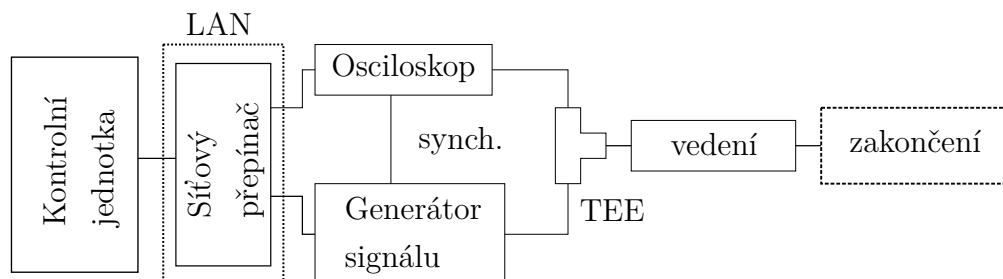
5.3 Reálný model

Pro ověření některých vlastností metody STDR jako například vysílání sekvence s nižší amplitudou, než je přítomný signál na vedení, byla vytvořena soustava složená z laboratorních přístrojů v konfiguraci podle Obr. 3.3. Bylo tak možné získat praktičtější představu o realizačních úskalích se synchronizací, zpracováním signálu a hardwarových požadavcích.

5.3.1 Laboratorní soustava

Aparaturu tvoří osciloskop od firmy Rhode & Schwarz s označením RTO2044, generátor SIGLENT SDG6022X a kontrolní jednotka, jež je reprezentována stolním počítačem. Všechna zařízení jsou propojena přes ethernetový síťový přepínač do sítě LAN, kde spolu komunikují přes rozhraní VISA (Virtual instrument software architecture), jež dovoluje vzdálené nastavení funkcí daného zařízení. Podporu lze nalézt v knihovnách a modulech od různých programovacích jazyků.

Kontrolní jednotkou je v konkrétním případě počítač, který ovládá osciloskop a generátor. Osciloskop RTO2044 je vybaven přesným oscilátorem. Z něho je hodinový signál poskytován generátoru pro přesné časování průběhů.



Obr. 5.12: Blokové schéma zapojení laboratorní měřicí aparatury

V rámci měření je nutné zasynchronizování přijímané PRBS, aby mohla být správně zaznamenána. Druhý kanál generátoru je proto propojen se čtvrtým kanálem osciloskopu, kde vysílá impuls jednou za opakovací periodu sekvence. Na osciloskopu je pak tento signál použit jako synchronizační, což zajistí její stabilitu.



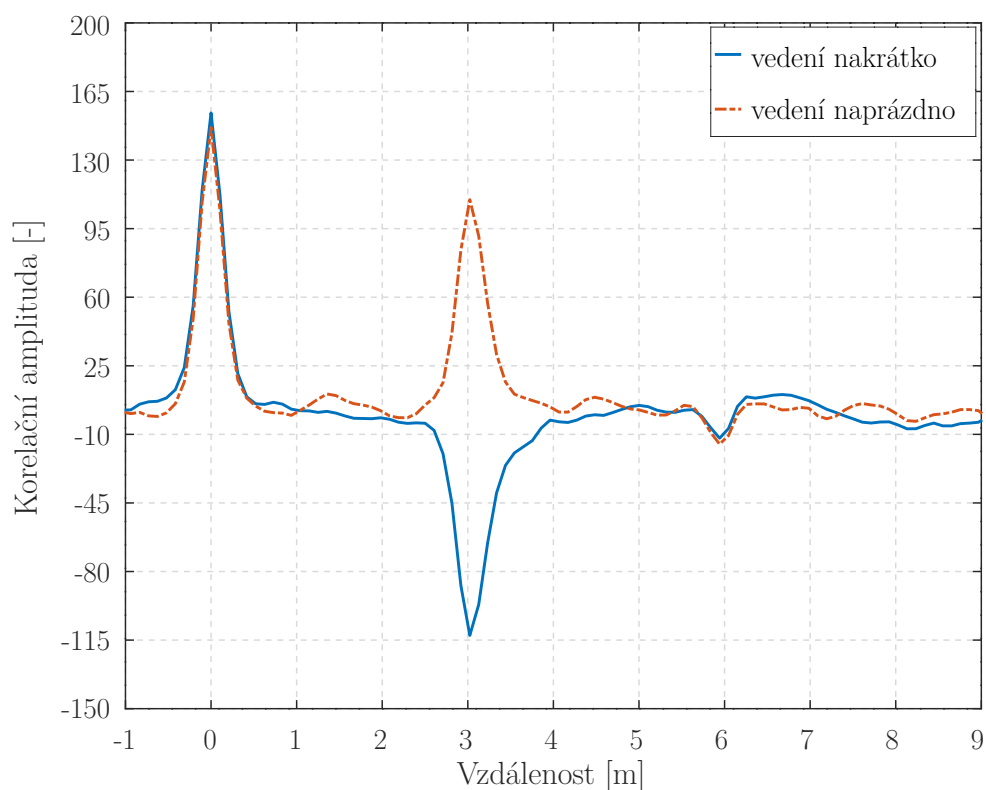
Obr. 5.13: Laboratorní soustava pro testování metody STDR

Vstupy a výstupy obou zařízení jsou přizpůsobeny na charakteristickou impedanci měřeného vedení ($Z = 50\Omega$). Pokud by tomu tak nebylo, docházelo by na nich

k odrazům degradujícím celé měření. Generátor má na výstupech filtry dolní propusti s mezním kmitočtem 200 MHz.

5.3.2 Měření

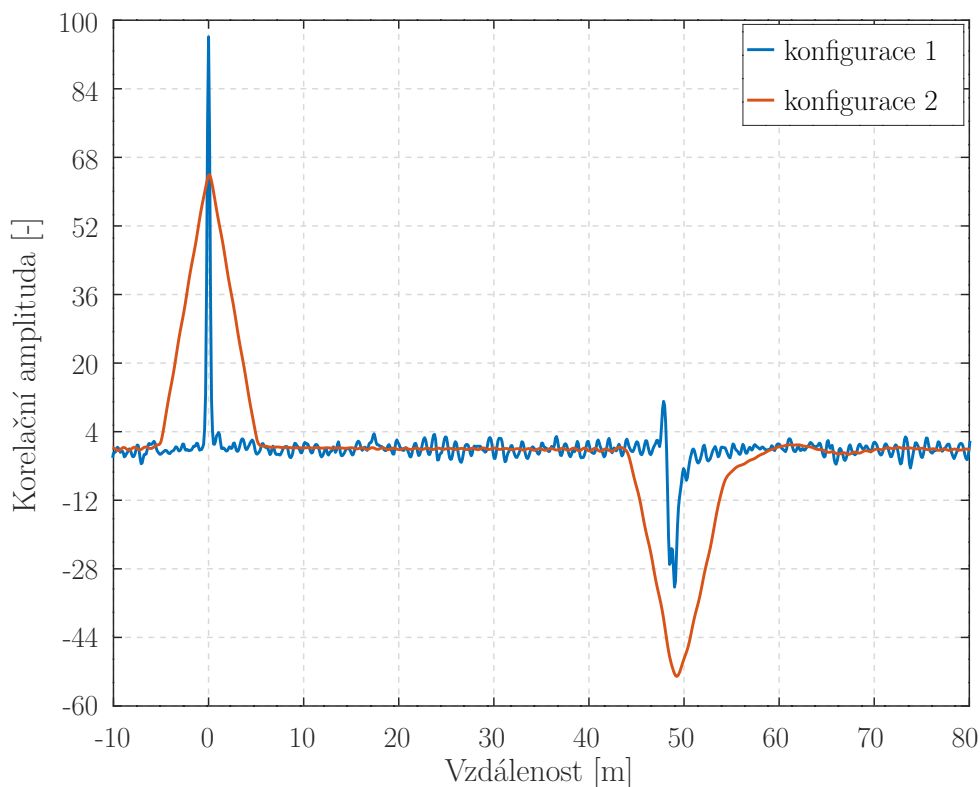
Proces měření začíná vygenerováním pseudonáhodné sekvence, kterou vytvoří obslužný skript běžící na počítači pomocí matematického předpisu pro posuvný registr s lineární zpětnou vazbou. Ze zadané bitové rychlosti a délky sekvence se vypočte perioda signálu, která je posléze nastavena na generátoru. Poté je do něj uložena přes rozhraní VISA sekvence, která je přepočtena na daný počet vzorků podle vybrané velikosti vstupních dat (generátor má definované počet standardní



Obr. 5.14: Měření odrazu od zkratu a rozpojení pomocí STDR

velikosti vstupních datových bloků). Z její délky se vypočte doba trvání a podle ní je zvolena perioda úzkého synchronizačního pulzu, který je nastaven na druhém

kanále generátoru. Amplituda sekvence je známá, jelikož je jedním ze vstupních parametrů měřicího systému a doba trvání sekvence též. Dle těchto parametrů je nastaveno rozlišení pro vertikální a horizontální osu osciloskopu.



Obr. 5.15: Měření odrazu od antény pomocí STDR

Nakonec se provede kontrola přizpůsobení na vstupech i výstupech obou zařízení a aktivují se oba kanály na generátoru, jež pak periodicky vysílají zadané průběhy. Osciloskop má zapnutu synchronizaci na čtvrtém kanále, což stabilizuje zobrazení sekvence. Může ji tak navzorkovat zadaným kmitočtem. Poté jsou z něj vzorky vyčteny a dále zpracovány a vykresleny nebo uloženy.

Po zapnutí ovládacího skriptu je nutné naměřit nejprve referenční signál, tedy signál bez žádných odrazů. Ten je získán měřením vysílané sekvence do impedance přizpůsobeného vedení. Poté je připojeno testovací vedení a měření se provede znovu. Tyto dva získané signály jsou zpracovány podle principu STDR.

Měření bylo provedeno pro těžké poruchy [↔2.1.] a anténu. Výsledné korelační funkce na Obr. 5.14 jsou pro konfiguraci 1 GHz vzorkovací kmitočet, bitovou rychlost 500 Mbit/s, amplitudu 0.5 V a řád sekvence 9 při měření koaxiálního kabelu s délkou 3 m. Změřená délka soustavou byla 3,02 m. Druhý Obr. 5.15 je výsledkem měření na anténě s totožnou charakteristikou pro simulace [↔5.2.] umístěné na střeše budovy ve vzdálenosti od vysílače sekvencí 49 m. Ta byla měřena pro dvě bitové rychlosti. Modrý průběh (konfigurace 1) je měřen s délkou sekvence 10 bitů při bitové rychlosti 400 Mbit/s a amplitudě signálu 0.5 V. Lze pozorovat vliv délky sekvence, kdy je šířka špiček užší, tudíž lze přesněji odhadnout pozici antény, jež byla 48,99 m. Došlo zde však k menšímu odrazu od antény vlivem nízkého činitele odrazu na daných kmitočtech, proto je odražený signál více utlumený než v případě nižší bitové rychlosti. Druhá křivka (konfigurace 2) odpovídá sekvenci s délkou 11 bitů, sníženou bitovou rychlostí na 20 Mbit/s a desetkrát nižší amplitudou referenčního signálu. Zde je útlum nižší a detekovaná vzdálenost 49,1 m.

5.4 Zhodnocení

Výše prováděné simulace ukázaly, že vybraný modul [↔6.1.] s danými parametry by měl být k realizaci měřicího modulu dostačující. Jejich výsledky poskytly detailnější náhled do problematiky STDR. Nejprve byly simulovány odrazy od těžkých poruch a antény. V jejich rámci byl odvozen vzorec pro výpočet teoretické výšky korelační špičky podle její vzdálenosti. Dalším provedeným testem byla odolnost proti šumu metod TDR a STDR [↔5.2.2.]. Zde se prokázala náchylnost metody TDR, která musí mít výšku pulzu vyšší než okolní signál, jinak nevrací validní data. To pro druhou metodu neplatí. Jelikož na vývojové desce bude sekvence procházet filtrem typu dolní propust, byl tento vliv taktéž zkoumán. Ukázalo se, že pro danou mezní frekvenci 50 MHz je signál jen mírně utlumen. Poslední dvě provedené simulace se týkaly odchylek měření. Ty mohou být, jak se ukázalo, ovlivněny pozicí poruchy [↔5.2.4.]. V korelační funkci se tak může nacházet maximum daného odrazu mezi dvěma vzorky. Řešením odhadu polohy je interpolace polynomem 2. řádu. Při jejím aplikování je dosaženo znatelného zlepšení.

V rámci této kapitoly byly také pokusy o vytvoření simulace pro zjištění odchylky měření v souvislosti s bitovým rozlišením převodníku. Ovšem nebylo dosaženo

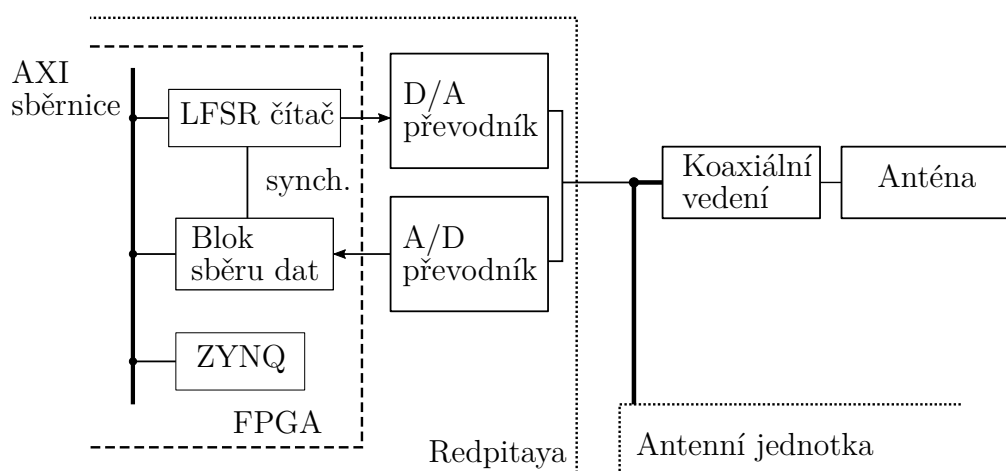
předpokládaných výsledků a z časových důvodů již nemohl být proveden její bližší rozbor. Při těchto měřeních se však neprojevovaly příliš velké změny ve výsledcích pro hodnoty vyšší než 6 bitů. Předpokládá se tedy, že metoda bude použitelná také na těchto rozlišeních s přihlédnutím k úrovni vysílané sekvence a okolnímu rušení.

Konfigurace metody tak byla teoreticky otestována a bylo třeba vytvořit reálný model, který měl za úkol vyzkoušet metodu na reálných datech a zjistit její realizační úskalí. To bylo docíleno aparaturou sestavenou z laboratorních přístrojů. Na základě tvorby skriptů k jejímu ovládání a vyhodnocování dat byl zjištěn nárok na identifikaci začátku a konce přijímané sekvence (synchronizační pulz) a dále pak vliv nesprávného přizpůsobení vstupů a výstupů, kdy se ve výsledcích objevily falešné odrazy.

Měření na aparatuře byla prováděna pro vyšší hardwarové požadavky. V jejich rámci bylo provedeno měření základních poruch a měření na anténě, které prakticky ukázalo vliv bitové rychlosti na tvar korelační špičky [↔5.2.1.].

6 Realizace diagnostického modulu

Původní zadání této práce mělo pouze prozkoumat vybranou metodu, cena nebyla příliš důležitá. Ovšem v průběhu výzkumu se tento požadavek změnil a byla tedy snaha snížit parametry modulu tak, aby jeho realizace nebyla příliš nákladná. Pro praktickou část proto byla vybrána vývojová deska STEMLab Redpitaya 125 - 14, která je snadno dostupná a je osazena převodníky s podobnými parametry, jaké byly pro tento účel firmou navrhnuty. Simulace v kapitole [↔5.2.] ukázaly, že je metoda realizovatelná i na zvolené nízkonákladové platformě, přičemž je možné ji rozšířit o aproximační techniku k dosažení lepší přesnosti měření [↔5.2.4.].



Obr. 6.1: Blokové schéma implementace na FPGA včetně připojení k anténě

6.1 Hardwarová platforma

Vybraná platforma s označením Red Pitaya STEMLab 125 - 14 v sobě zahrnuje FPGA Xilinx Zynq 7010 SOC s integrovaným procesorem DUAL CORE ARM CORTEX A9. Disponuje slotem pro SD kartu, ze které je spouštěn operační systém linux dovolující příjemnější vývoj aplikací a ovládání. Na plošném spoji jsou umístěny dvoukanálové převodníky A/D a D/A s rozlišením 14-bitů, vzorkovacím kmitočtem 125 MHz a s vývody na SMA konektory, což bylo z hlediska komfortu vývoje a testování pozitivním přínosem, neboť měřené vzorky vedení tento typ konektorů využívají. Nebylo tedy nutné vytvářet externí obvod. Na vstupu

A/D převodníku a výstupu D/A převodníku jsou vřazeny filtry typu dolní propust s šířkou pásma 50 MHz. Ovšem tyto vývody nejsou přizpůsobené na charakteristickou impedanci vedení, tudíž byla snaha o jejich kompenzaci paralelním zapojením rezistoru s hodnotou 50 Ω .

Další výhodou vývojové desky je poměrně podrobná uživatelská dokumentace a dostupnost příkladových projektů demonstrujících práci s FPGA designem a operačním systémem.

6.2 Implementace

Na základě struktury v [↔3.1.1.], byla navržena koncepce diagnostického modulu. Ten se skládá ze tří separátně vyvíjených částí. Proto je tato kapitola podle nich rozdělena. První se věnuje struktuře digitálního designu v FPGA a principu jeho funkce. Zatímco druhé dvě sekce se zaměřují na problematiku softwarového ovladače běžícím na interním operačním systému a aplikační částí na vzdáleném počítači, jejíž komunikace s ovladačem je zajištěna protokolem TCP. Veškeré měření tak může ovládat uživatel přes počítač, kde je vytvořena jednoduchá konzolová aplikace, přes níž je možné nastavovat parametry vysílané sekvence včetně zobrazení naměřených dat. Propojení výstupních bloků včetně struktury v FPGA jsou vyobrazena na Obr. 6.1.

6.2.1 Digitální design

Základem struktury v FPGA je blok pro sběr dat a generátor PRBS, který je realizován jako soubor lineárních posuvných registrů se zpětnou vazbou připojených od řádu 6 do řádu 13 na výstup bloku přes multiplexor. Nastavování parametrů (bitová rychlost, řád sekvence, počet opakování) je prováděno přes 16-bitový kontrolní registr pomocí IP jádra GPIO připojeného na AXI sběrnici, přes kterou je zprostředkován přístup z operačního systému.

Sběrný blok je propojen s generátorem přes aktivační signál, jenž mu tak dává vědět, že začíná vysílat pseudonáhodnou sekvenci. V případě, že je synchronizační signál v aktivním stavu, sběrný blok začne vyčítat z A/D převodníku data a ukládat je do své interní paměti (BRAM). Při vytváření modulu pomocí laboratorních měřících přístrojů byl u zpracování obdrženého signálu požadavek

na snadnou orientaci v měřených datech [↔5.3.2.]. To bylo vyřešeno vysláním synchronizačních pulzů na kanálu 2. V implementaci jsou využity značky v signálu, jež jsou do něj vloženy v podobě hodnoty, kterou data z A/D převodníku nemohou nabýt. Data jsou ukládána po 16-bitových slovech, přičemž převodníková slova mají pouze velikost 14 bitů. Jako značka je proto použito vyšší číslo než maximální hodnota pro uvedené rozlišení.

Interní paměť záznamového bloku má velikost 132 kB. Při zmíněném vysílání několika period sekvence po sobě v [↔5.2.1.], se úměrně zvýší nároky na velikost uložistiště. To znamená, že jsou tak definovány okrajové parametry sekvence, které lze pro konkrétní realizaci použít.

6.2.2 Modulový ovladač

Modulový ovladač slouží k vyčítání a nastavování části implementované na FPGA. Ten si po spuštění namapuje virtuální paměť, ke které jsou v digitálním designu připojeny GPIO bloky přes AXI sběrnici. Jeho úkolem je také zprostředkovat komunikaci mezi vzdáleným počítačem a měřicím systémem. To je prováděno pomocí TCP protokolu. Ovladač funguje jako server čekající na připojení klienta. Po jeho připojení interpretuje obdržená data a provádí podle nich nastavování registrů a vyčítání dat z paměti. Jeho úkolem je také kontrolovat nesprávně zadaná data. Pokud se tak stane a příchozí data mají jiné než očekávané parametry, tedy dané rozmezí hodnot, jsou ignorována a je zvoleno nativní nastavení. V opačném případě zapíše na daná místa v paměti odpovídající hodnoty.

6.2.3 Konzolová aplikace

Primárním účelem aplikace je zpracování naměřených dat vysokoúrovňovou cestou. Proto je aplikace psaná v jazyce Python, který má dostatečné množství modulů pro práci se signály. Po naměření vzorků dat přichází do aplikace data přes TCP protokol, ze kterých je okamžitě vyříznuta pouze část validního signálu, ohraničeného značkami [↔6.2.1.]. Dále je pak provedena filtrace a korelace podle principů metody STDR. Snadné měření a ovládání modulu bylo docíleno konzolovým rozhraním, které je určené pouze pro demonstraci funkce měření, využívá knihoven Qt pro případné rozšíření do grafického prostředí v dalším vývoji. Navíc umožňuje ukládání měřených dat.

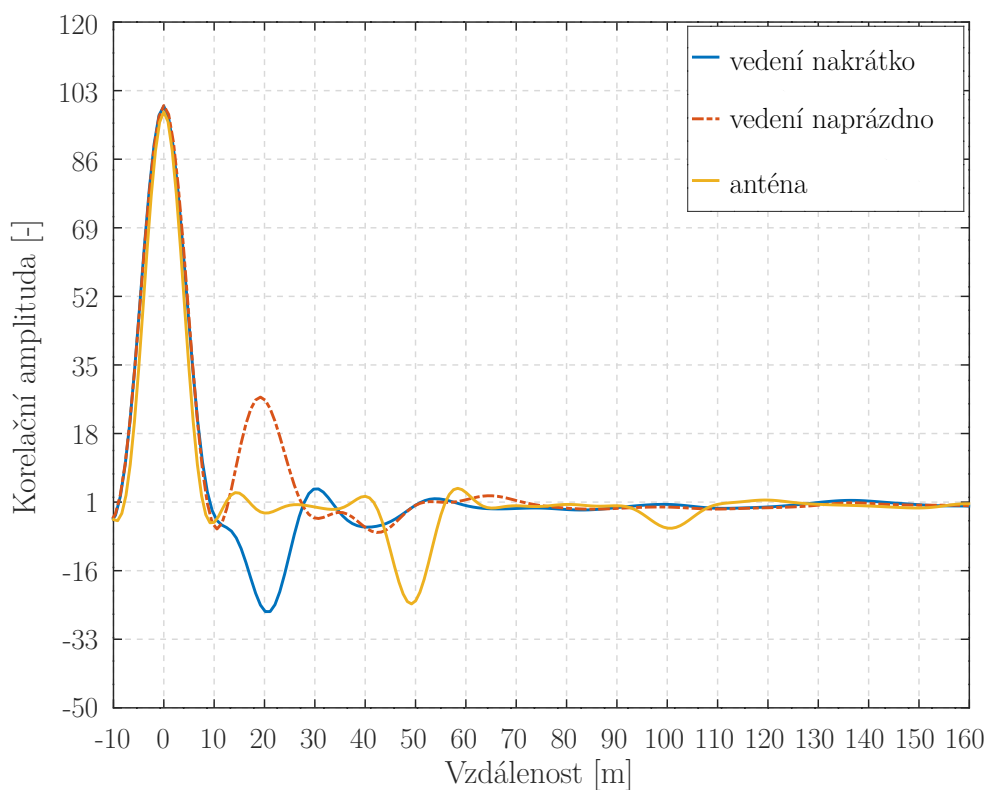
Aplikace je koncepčně rozdělena na informační oblast, kde se zobrazují nastavené hodnoty a provedené akce jako parametry sekvence, kalibrace, uložení dat, a menu, přes které se dané akce vyvolávají (Obr. 6.2). Měření pomocí ní je poloautomatické, při nastavení není tak potřeba manuálně kontrolovat zasílání dat na server, ale v případě měření je pro každou konfiguraci nutné provést kalibraci. To probíhá následovně. Po spuštění aplikace se naváže spojení s vývojovou deskou přes běžící modulový ovladač, kterému je zasláno první nativní nastavení generátoru sekvence. Uživatel poté musí provést kalibraci volbou z menu, která obnáší vyslání do vedení pouze jedné sekvence. Následně může uživatel provést měření opět výběrem odpovídající akce.

```
-----  
host: 10.0.4.41, port: 15000  
Setup:  
    Order [-]: 8  
    Bitrate [Mhz]: 5  
    Repetitions [x]: 3  
  
Calibration status: --  
Measure status: --  
Data stored: --  
First discontinuity [m]: --  
-----  
[0] : Calibration  
[1] : Setup  
[2] : Measure  
[3] : Chart  
[4] : Save data  
[5] : Load data  
[6] : Quit  
█
```

Obr. 6.2: Vzhled konzolové aplikace pro ovládání diagnostického modulu

6.3 Měření

Testovací měření mělo ověřit předpokládané vlastnosti implementace získané na základě simulací. Při prvních zkušebních měřeních bylo zjištěno že v aparatuře dochází k odrazům ovlivňujícím získané výsledky. Po zkorelování vyslaného signálu s odraženým se tak objevovaly další špičky vzdálené o celé násobky vzdálenosti diskontinuity. Příčinou byly nesprávně přizpůsobené vstupy a výstupy. Proto byl hledán jiný způsob, jak odrazy eliminovat. Z toho důvodu byly propojeny přes výkonový dělič s útlumem 6 dB viz Obr. 6.4, kterým bylo dosaženo kýženého výsledku. K úplné eliminaci odrazů však nedošlo, na Obr. 6.3 je stále vidět náznak druhého odrazu vlny od antény.

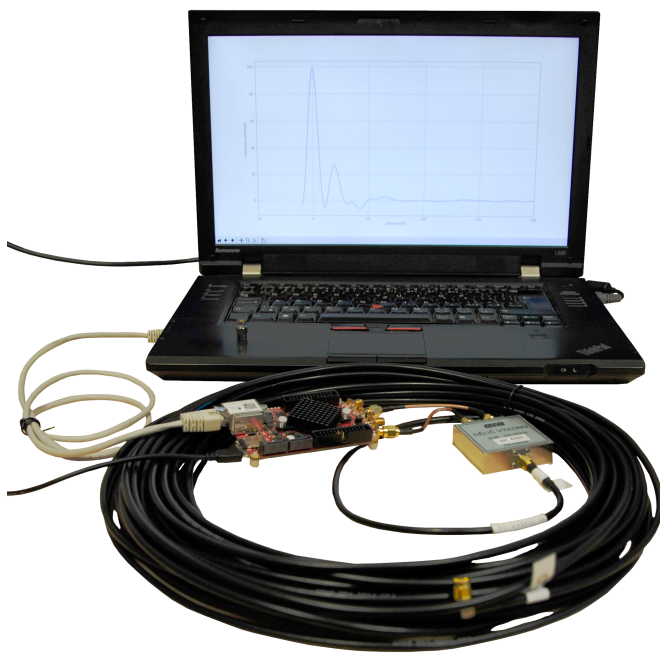


Obr. 6.3: Měření koaxiálního kabelu s implementovaným modulem

Na realizovaném modulu byly provedeny dvě měření. První mělo ověřit funkčnost modulu v rámci lokalizace poruch. Jelikož vedení používané u měření s laboratorní

soustavou nebylo k dispozici, byl pro tento účel využit odlišný koaxiální kabel, než který byl uvažován v rámci simulací, od výrobce Telegärtner L01020C0023 mající nižší útlum v porovnání s RG316, činitel zkrácení 0.8 a rozměr změřený manuálně 20 m. Zjištěná délka diagnostickým modulem byla 19,2 m pro otevřený konec a 20,16 m pro zkrat.

Druhé měření bylo provedeno na témže kabelu s anténou jako v kapitole [↔5.3.1.] o délce 49,1 m. Zapojení měřicího modulu je na Obr. 6.4. Aby bylo možné tvar korelačních špiček porovnat, byla bitová rychlost generované sekvence zvolena podle prováděného měření v [↔5.3.2.] 20 Mbit/s. Ostatní parametry zůstaly stejné jako v simulacích (amplituda 0.5 V a řád sekvence 9). Modulem byla naměřena vzdálenost k anténě 49.2 m. V porovnání s měřením v kapitole [↔5.3.2.] je tvar odezvy totožný. Korelační špičky mají totožnou šířku, pouze jsou jinak utlumené vlivem vřazeného děliče, rozdílné vzorkovací frekvence, amplitudy a řádu sekvence. Modul tedy dosáhl očekávaných výsledků. Zjištěná vzdálenost byla zatížena vyšší chybou (o 10 cm) než u laboratorní aparatury.



Obr. 6.4: Měřicí aparatura s implementovaným modulem

7 Závěr

7.1 Výsledky

V práci se podařilo dosáhnout stanovených cílů. Byly prostudovány metody aktivní detekce poruch na vedení často využívané v dnešních aplikacích. Ty byly dále podrobeny teoretické analýze, podle níž byla vybrána metoda STDR. Ta dokáže velice dobře a spolehlivě lokalizovat poruchy na vedení také v přítomnosti rušení, jak ukázaly výsledky simulací a měření. Pro metodu byl vytvořen virtuální model celé soustavy, na jehož základě lze testovat výsledky měření při různých podmínkách a vstupních parametrech. Ten poslouží k dalšímu vývoji. V rámci simulací byla také vytvořena reálná měřicí aparatura složená z laboratorních přístrojů. Ta sloužila jako první krok k tvorbě zamýšleného modulu a poskytla podrobnější pohled na jeho realizaci.

Na základě daných parametrů byla vybrána platforma, která splňovala zvolené parametry testované v simulačním modelu. Na této platformě byl modul realizován ve třech iteracích. Nejprve byla implementována FPGA část, mající za úkol vysílání a příjem dat. Druhá iterace se zabývala realizací jejího ovladače pro linux, jehož součástí byl TCP server, který umožňoval komunikaci se vzdáleným počítačem. Konečnou fází byl vývoj aplikace, která modul vzdáleně ovládala a zpracovávala data. Na závěr s ním bylo provedeno měření podobné jako u laboratorní soustavy.

7.2 Návrhy k dalšímu vývoji

Vybraná metoda má velký potenciál k dosažení velice přesného měření. Nabízí se zde velké množství návrhů pro další vývoj z hlediska signálového zpracování ale také rozvoj v oblasti jiného využití. Aktuální verze vývojového modulu nevyužívá interpolaci k zvýšení přesnosti měření, prvním krokem v dalším vývoji bude její implementace. Bylo by přínosné provést testy dalších interpolačních metod jako je metoda spline nebo proložení polynomem vyššího řádu, který by umožnil větší kontrolu nad výsledky měření. Další výzkum by měl být veden zejména v rámci stanovení optimálních parametrů z hlediska vlivů okolního prostředí. V budoucnu bude také záměrem využít techniku STDR k autokalibraci délky vedení k radarové anténě. Nyní jsou tyto operace prováděny servisním technikem manuálně.

Literatura

- [1] Kyle A. Palmer, William T. Hale, Lu Han, Clas A. Jacobson, George M. Bolas, *Built-in Test Design for Fault Detection and Isolation in an Aircraft Environmental Control System*, IFAC-PapersOnLine, vol. 49, no. 7, pp. 7-12, Aug. 2016. doi: 10.1016/j.ifacol.2016.07.208
- [2] C. Furse and R. Haupt, *Down to the wire [aircraft wiring]*, IEEE Spectrum, vol. 38, no. 2, pp. 34-39, Feb. 2001. doi: 10.1109/6.898797
- [3] S. P. Cygan and J. R. Laghari, *Effects of multistress aging (radiation, thermal, electrical) on polypropylene*, IEEE Transactions on Nuclear Science, vol. 38, no. 3, pp. 906-912, June 1991. doi: 10.1109/23.81692
- [4] Q. Shi and O. Kanoun, *A New Algorithm for Wire Fault Location Using Time-Domain Reflectometry*, IEEE Sensors Journal, vol. 14, no. 4, pp. 1171-1178, April 2014. doi: 10.1109/JSEN.2013.2294193
- [5] L. A. Griffiths, R. Parakh, C. Furse and B. Baker, *The invisible fray: a critical analysis of the use of reflectometry for fray location*, IEEE Sensors Journal, vol. 6, no. 3, pp. 697-706, June 2006. doi: 10.1109/JSEN.2006.874017
- [6] P. Smith, P. Kuhn, and C. Furse, *Intermittent fault location on live electrical wiring systems*, SAE International Journal of Aerospace, vol. 1, no. 1, pp. 1101-1106, April 2009. doi: 10.4271/2008-01-2932
- [7] Furse, C & Chung Chung, You & Lo, Chet & Pendayala, Praveen, *A critical comparison of reflectometry methods for location of wiring faults*, Smart Structures and Systems, vol. 2, no. 1, Jan. 2006. doi: 10.12989/sss.2006.2.1.025.
- [8] BRACEWELL, Ronald N. *Fourier transform and its applications*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, c1986. ISBN 0-07-007015-6.
- [9] SOMLO, P. I a J. D HUNTER. *Microwave impedance measurement*, London, UK:P. Peregrinus Ltd on behalf of the Institution of Electrical Engineers, c1985. ISBN 978-0863410338.

- [10] P. Smith, C. Furse and J. Gunther, *Analysis of spread spectrum time domain reflectometry for wire fault location*, IEEE Sensors Journal, vol. 5, no. 6, pp. 1469-1478, Dec. 2005. doi: 10.1109/JSEN.2005.858964
- [11] Reis, Jacklyn & Castro, Agostinho & Costa, João & Rius i Riu, J & Ericson, Klas. *Sequence and spread spectrum time domain reflectometry for transmission line analysis*, Sep. 2007. doi: 10.1117/12.735873
- [12] Pendayala, Praveen K., *Development of algorithms for accurate wire fault location using spread spectrum reflectometry*, MS Thesis, University of Utah, 2004.
- [13] BRYANT, G. H. *Principles of microwave measurements*, Revised edition, London: P. Peregrinus Ltd. on behalf of the Institution of Electrical Engineers, [1993]. IEE electrical measurement series, 5. ISBN 0863412963.
- [14] You Chung Chung, C. Furse and J. Pruitt, *Application of phase detection frequency domain reflectometry for locating faults in an F -18 light control harness*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 47, no. 2, pp. 327-334, May 2005. doi: 10.1109/ TEMC 2005.847403
- [15] P. Tsai, Chet Lo, You Chung Chung and C. Furse, *Mixed-signal reflectometer for location of faults on aging wiring*, IEEE Sensors Journal, vol. 5, no. 6, pp. 1479-1482, Dec. 2005. doi: 10.1109/JSEN.2005.858894
- [16] A. Jani, *Location of Small Frays Using TDR*, M.S. thesis, Dept. Elect. Comput. Eng., Univ. Utah, Salt Lake City, 2003.
- [17] S. Naik, C. M. Furse and B. Farhang-boroujeny, *multicarrier reflectometry*, IEEE Sensors Journal, vol. 6, no. 3, pp. 812-818, June 2006. doi: 10.1109/jsen.2006.874018
- [18] Kafal, Moussa. *Imaging Techniques for Soft Fault Location in Different Wiring Networks*, 2016.
- [19] Y. C. Chung, N. Amarnath, C. Furse, and J. Mahoney, *Capacitance and inductance sensors for location of open and short circuited wires*, IEEE Trans Instrum. Meas, pp. 604-613, 2009.

- [20] D. M. Horan and R. A. Guinee, *A novel pulse echo correlation tool for transmission path testing and fault finding using pseudorandom binary sequences*, 20th IEEE International Symposium on Defect and Fault Tolerance in VLSI Systems (DFT'05), Monterey, CA, pp. 229-237, 2005. doi: 10.1109/DFTVS.2005.12
- [21] S. W. Golomb, *Shift-register sequences and spread-spectrum communications*, Proceedings of IEEE 3rd International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA'94), Oulu, Finland, 1994, pp. 14-15 vol.1. doi: 10.1109/ISSSTA.1994.379622
- [22] D. M. Horan and R. A. Guinee, *Correlation analysis of random number sequences based on pseudo random binary sequence generation*, IEEE Information Theory Workshop, Rotorua, 2005, pp. 5 .doi: 10.1109/ITW.2005.1531861
- [23] HARTLEY, M. G. *Digital simulation methods*. Stevehage: Peregrinus [for] the Institution of Electrical Engineers, 1975. ISBN 0901223506.
- [24] GOLOMB, Solomon W. *Shift register sequences*. Rev. ed. Walnut Creek: Aegean Park Press, c1982. ISBN 0-89412-048-4.

Seznam symbolů, veličin a zkratek

DFT	Discrete Fourier Transform
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
FDR	Frequency Domain Reflectometry
FFT	Fast Fourier Transform
MCR	Multicarrier Reflectometry
MSR	Mixed Signal Reflectometry
PD-FDR	Phase Detection Frequency Domain Reflectometry
PRBS	Pseudorandom Binary Sequence
STDR	Sequence Time Domain Reflectometry
SSTDR	Spread Spectrum Time Domain Reflectometry
TDR	Time Domain Reflectometry